

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR  
FAÏÇAL MNIF

ÉTUDE ET RÉALISATION DES LOIS DE COMMANDE  
PAR MODE DE GLISSEMENT ET PAR APPROCHE GÉOMÉTRIQUE:  
APPLICATION À UN ONDULEUR DE TENSION MONOPHASÉ

MAI 1991

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

À mon père Mohamed,

À ma mère Beya,

À ma soeur Zineb,

À mes frères: Nacef, Kais et Karim et

À tous ceux qui me sont chers.

*Les lettres et la science ne prendront leurs vraie place dans l'oeuvre du développement humain que le jour où, libres de tout servage mercenaire, elles seront exclusivement cultivées par ceux qui les aiment et pour ceux qui les aiment.*

*Pierre KROPOTKINE*

## RÉSUMÉ

Le contenu de cette thèse porte sur l'étude de la commande d'un onduleur de tension monophasé, dont la structure est en demi-pont, dans l'espace d'état. Deux méthodes de commande sont étudiées, la première méthode est la commande par mode de glissement; les gains de contre-réaction des variables d'état sont déterminés par la méthode d'imposition des pôles au système d'état en mode de glissement, le coefficient d'intervention de la grandeur de référence est déterminé à partir de l'équation d'état en régime stationnaire. La seconde méthode est une approche géométrique; elle se base sur l'imposition de limites de commutation afin que les commutations des interrupteurs se fassent régulièrement sur une trajectoire asymptotique imposée au fonctionnement de l'onduleur. Deux trajectoires limites sont imposées; une séparatrice linéaire, et l'autre collectrice elliptique. L'onde sinusoïdale du courant de sortie est obtenue par une contre-réaction non-linéaire des variables d'état du convertisseur. La simulation des procédés de commande et du convertisseur a été faite à l'aide du logiciel PC-MATLAB. Une étude expérimentale a été réalisée pour les deux méthodes de commande en utilisant un onduleur à MOSFET. La technique de commande par mode de glissement permet un meilleur contrôle du régime dynamique et une souplesse quant à la variation des paramètres de réglage, ce qui rend cette méthode applicable à d'autres types de convertisseurs. La commande par

approche géométrique ne requiert aucune référence extérieure variable dans le temps ce qui caractérise le convertisseur d'une autonomie parfaite. Par contre cette méthode présente une difficulté pratique quant à la variation des caractéristiques de sortie du convertisseur. De plus les résultats de simulation et expérimentaux montrent que ces deux méthodes de commande permettent de réduire les pertes par commutations du convertisseur et ce par comparaison à la technique de commande par hystérésis tout en gardant une bonne réponse en fréquences du courant de sortie.

## TABLES DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	i
REMERCIEMENTS.....	iii
LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS.....	x
LISTE DES FIGURES.....	xv

INTRODUCTION.....	1
-------------------	---

### CHAPITRE I

STRUCTURES DES ONDULEURS.....	5
I-1- Structures générales des convertisseurs statiques.....	5
I-2- Structures de base des onduleurs autonomes monophasés.....	7
I-2-1- Les onduleurs de tension.....	8
I-2-2- Les onduleurs de courant.....	13
I-3- Extensions des structures de base.....	15
I-3-1- Les onduleurs triphasés.....	15
I-3-1- Les onduleurs à résonance.....	16

### CHAPITRE II

ANALYSE DES MÉTHODES DE COMMANDE APPLIQUÉES AUX ONDULEURS MONOPHASÉS.....	17
II-1- Commande à un seul créneau par alternance.....	18
II-1-1- Commande par déphasage entre les bras d'onduleurs.....	18

II-1-2- Onduleurs monophasés à ponts décalés.....	21
II-2- Commande à plusieurs créneaux par alternance.....	22
II-2-1- Commande par modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions.....	24
II-2-2- Commande par hystérésis.....	28

### CHAPITRE III

#### MODÉLISATION DANS L'ESPACE D'ÉTAT DES ONDULEURS

MONOPHASÉS.....	33
III-1- Modélisation d'un onduleur monophasé en demi-pont alimentant une charge R-L.....	34
III-2- Modélisation d'un onduleur en pont alimentant une charge R-C-L série.....	39
III-3- Modélisation d'un onduleur en pont alimentant une charge R-C-L série-parallèle.....	43
III-4- Modèle général.....	46

### CHAPITRE IV

#### ÉLÉMENTS DE LA THÉORIE DE RÉGLAGE PAR MODE DE

GLISSEMENT.....	47
IV-1- Systèmes de réglage à structure variable.....	47
IV-2- Configurations de réglage.....	49
IV-2-1- Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction.....	49
IV-2-2- Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	51



IV-3- Conditions de glissement et de convergence.....	52
IV-3-1- Condition de glissement.....	52
IV-3-2- Condition de convergence.....	53

## CHAPITRE V

### APPLICATION DE LA THÉORIE DE RÉGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT POUR LA COMMANDE D'UN ONDULEUR MONOPHASÉ.....

V-1- Loi de commutation par contre-réaction d'état.....	56
V-1-1- Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état.....	57
V-1-2- Condition de l'existence du mode de glissement.....	57
V-1-3- Grandeur de commande équivalente.....	59
V-1-4- Équation d'état en mode de glissement.....	62
V-2- Détermination des coefficients de réglage par la méthode d'imposition des pôles.....	64
V-2-1- Relations pour l'imposition des pôles.....	64
V-2-2- Transformation linéaire de l'équation d'état.....	65
V-2-3- Détermination de la matrice de transformation.....	65
V-2-4- Relations générales pour la détermination du vecteur ligne de la contre-réaction.....	67
V-2-5- Détermination du coefficient de contre-réaction $k_v$ .....	69
V-2-6- Considérations concernant le choix des pôles.....	71
V-3- Détermination du coefficient d'intervention de la référence....	71
V-3-1- Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire.....	71

V-3-2- Détermination de $k_w$ .....	73
V-4- Résultats de simulation.....	74

## CHAPITRE VI

### ÉLÉMENTS GÉNÉRAUX DE LA MÉTHODE GÉOMÉTRIQUE POUR L'ANALYSE DES SYSTÈMES NON-LINÉAIRES.....

79

VI-1- Notions de trajectoire d'état et points singuliers.....	79
---	----

VI-1-1- Points singuliers.....	80
--------------------------------	----

VI-1-2- Classification des points singuliers.....	81
---	----

VI-2- Cycles limites.....	86
---------------------------	----

## CHAPITRE VII

### COMMANDE PAR LIEU GÉOMÉTRIQUE DANS LE PLAN D'ÉTAT D'UN ONDULEUR MONOPHASÉ.....

88

VII-1- Méthodologie de design.....	89
------------------------------------	----

VII-1-1- Trajectoires d'état du convertisseur.....	89
--	----

VII-1-2- Détermination des trajectoires asymptotiques.....	91
--	----

VII-1-3- Détermination des limites de commutations.....	96
---	----

VII-2- Conception du schéma de commande.....	101
--	-----

VII-3- Résultats de simulation.....	102
-------------------------------------	-----

## CHAPITRE VIII

### ÉTUDE EXPÉRIMENTALE.....

107

VIII-1- Onduleur à MOSFETs.....	108
---------------------------------	-----

VIII-1-1- Le transistor MOSFET de puissance.....	108
--	-----

VIII-1-2- Protection des MOSFETs.....	108
---------------------------------------	-----

VIII-1-3- Problèmes liés à la diode intégrée.....	110
VIII-1-4- Circuit d'attaque de la gâchette.....	111
VIII-1-5- Circuit d'aiguillage.....	112
VIII-1-6- Circuits de commande.....	113
VIII-2- Résultats expérimentaux.....	117
VIII-3- Analyse des résultats.....	126
CONCLUSION.....	129
BIBLIOGRAPHIE.....	131
ANNEXES.....	135

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier, du fond du coeur, Monsieur Kamal Al-Haddad, professeur à l'U.Q.T.R, d'avoir accepté de diriger mon sujet de thèse, malgré son emploi du temps très chargé. Ainsi que pour les nombreux conseils qu'il m'a prodigués sur le plan pratique.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Yves Dubé, professeur à l'U.Q.T.R, d'avoir accepté de co-diriger cette thèse, pour l'attention qu'il a apportée à ce travail, pour son étroite collaboration et pour ses conseils enrichissants qui m'ont guidés tout au cours de cette recherche.

Je remercie Monsieur Venkatachari Rajagopalan, directeur du groupe de recherche en électronique industrielle, pour le privilège qu'il m'a apporté en m'accueillant au sein du G.R.É.I.

Je suis très heureux que Monsieur Anatole Sévigny, professeur à l'U.Q.T.R. soit membre du jury. Son inestimable expérience ainsi que sa parfaite maîtrise du domaine ont été des atouts majeurs pour moi.

Monsieur Fred Awad, directeur du département de génie électrique à l'E.T.S, a accepté de faire partie du jury malgré ses nombreuses occupations. J'en suis flatté et l'en remercie très sincèrement.

Je ne saurais exprimer toute la reconnaissance et la gratitude que j'ai envers tous les membres du personnel de la Direction de la Coopération Internationale et en particulier Madame Yveline Côté, sans qui mon séjour au

Canada aurait été impossible.

Je remercie les membres du personnel du Ministère de l'Enseignement Supérieur de la Tunisie, pour la confiance qu'ils m'ont accordée pour poursuivre mes études au Canada.

Je voudrais par cette occasion exprimer toute ma reconnaissance envers mes professeurs de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax à qui je dois la base de ma formation universitaire.

Je rends hommage à Madame Sylvie Garceau, secrétaire du département de génie électrique, pour son extrême gentillesse ainsi que pour les nombreux services qu'elle m'a rendus.

Mes cordiaux remerciements et gratitude s'adressent à mademoiselle Kim Ben Néjima pour le soin qu'elle a apporté en revisant le texte final de cette thèse.

Je ne saurais terminer sans remercier mes nombreux collègues pour le support moral qu'ils m'ont apporté ainsi que pour tous les agréables moments passés ensemble, je cite particulièrement , Lotfi Ben Amor, Mohamed Ghanem, Fèrid Bélaïd, Hamza Cheriti, Mohamad Saad, Maher Kaffel, Mohamed Ennaceur.... Enfin, que Slim Souheil et Mohamed Ben Slima, avec lesquels j'ai partagé mes soucis et mes bonheurs pendant trois années, acceptent mes sincères sentiments de fraternité.

## LISTES DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

- A: matrice d'état
- A\*: matrice d'état en mode de glissement
- A<sub>r</sub>: matrice d'état sous la forme canonique
- A<sub>t</sub>: matrice d'état transformée
- a: coefficient de réglage de l'amplitude du courant dans la charge
- a<sub>i</sub>: élément d'ordre i de A<sub>r</sub>
- α<sub>i</sub>: coefficient d'ordre i de l'équation caractéristique en mode de glissement
- a<sub>ij</sub>: l'élément ij<sup>ème</sup> de la matrice d'état
- b: vecteur de commande
- b<sub>1</sub>: premier élément du vecteur de commande
- b<sub>r</sub>: vecteur de commande sous la forme canonique
- b<sub>t</sub>: vecteur de commande transformé
- b<sup>\*</sup><sub>ω</sub>: vecteur de commande en mode de glissement
- C: élément capacitif de l'onduleur
- C<sub>i</sub>: condensateur du point milieu d'ordre i
- CA: courant alternatif
- CAG: Commande par approche géométrique
- CC: courant continu
- c<sup>T</sup>: vecteur de sortie
- CG: commande par lieu géométrique dans le plan d'état

CH: commande par hystérésis  
 CMG: commande par mode de glissement  
 d: opérateur de dérivation  
 $\Delta s'_h$ : largeur de l'hystérésis de commutation  
 E: valeur de la tension d'alimentation  
 f: fréquence de la grandeur de sortie  
 $f_{ref}$ : fréquence de référence  
 $f'$ : fréquence de l'onde de modulation  
 h: largeur de l'hystérésis  
 $h_0$ : largeur minimale de l'hystérésis  
 i: courant passant à travers la charge  
 $\dot{i}$ : dérivée première du courant dans la charge  
 $i_a, i_b, i_c$ : courant de phase d'un onduleur triphasé  
 $i'$ : courant fourni par l'alimentation  
 $\ddot{i}$ : dérivée seconde de i  
 I: amplitude maximale de i  
 $i_{ci}$ : courant passant à travers le condensateur  $C_i$   
 $i_c$ : courant passant à travers C  
 $I_e$ : courant d'entrée  
 $I_s$ : courant de sortie  
 $i_R$ : courant passant à travers R  
 $I_{ref}$ : courant de référence  
 $i_{Ti}$ : courant passant à travers l'interrupteur  $T_i$   
 $i_s$ : courant dans la charge en régime stationnaire  
 k: coefficient de variation de la largeur de l'hystérésis  
 $k_i$ : coefficient de contre-réaction de la variable i

- $k_v$ : coefficient de contre-réaction de la variable  $v$
- $k_w$ : coefficient d'intervention de la grandeur de référence
- $k^T$ : vecteur de contre-réaction des variables d'état
- $k_i^T$ : vecteur ligne de contre-réaction de rang  $i$
- $k_r^T$ : matrice de contre-réaction d'état sous la forme canonique
- $k_{ri}$ : élément de rang  $i$  de  $k_r^T$
- $L$ : inductance de charge
- $\lambda$ : valeur propre de l'équation caractéristique
- $m$ : indice de modulation
- $M$ : fonction de modulation
- MG: mode de glissement
- MSLI: modulation sinusoïdale de largeurs d'impulsions
- $n$ : rapport de transformation
- OC: organe de commande
- $\rho$ : pôle non nul du système d'état en mode de glissement
- $\rho_{\min}$ : valeur minimale de  $\rho$
- $\rho_i$ : pôle de rang  $i$  du système en mode de glissement
- $Q_c$ : matrice de commandabilité
- $r$ : rapport des amplitudes de  $i$  et  $v$
- $R$ : résistance de charge
- $s$ : opérateur de Laplace
- SSV: systèmes à structure variable
- $S(x,t)$ : fonction de commutation
- $\dot{S}(x,t)$ : dérivée première de  $S(x,t)$
- sign: signe
- $t$ : variable "temps"



- T: matrice de transformation
- $T$ : période de commutation
- $T_i$ : interrupteur d'ordre  $i$
- $t_i^T$ : vecteur ligne de rang  $i$  de la matrice de transformation
- $u$ : grandeur de commande
- $u_{cmi}$ : grandeur de commande de rang  $i$
- $u_{eq}$ : grandeur de commande équivalente
- $u_{eqs}$ : grandeur de commande équivalente en régime stationnaire
- $u_{max}$ : valeur maximale de  $u$
- $u_{min}$ : valeur minimale de  $u$
- $v$ : tension aux bornes de  $C$
- $\dot{v}$ : dérivée première de  $v$
- $\ddot{v}$ : dérivée seconde de  $v$
- $V$ : amplitude de  $v$
- $v_{ci}$ : tension aux bornes du condensateur  $C_i$
- $v_s$ : tension aux bornes du condensateur  $C$  en régime stationnaire
- $V_e$ : tension d'entrée
- $V_s$ : tension de sortie
- $w$ : grandeur de référence
- $\dot{w}$ : dérivée première de  $w(t)$
- $w_i$ : onde de référence d'ordre  $i$
- $w_{max}$ : valeur maximale de la référence
- $w_s$ : grandeur de référence en régime stationnaire
- $\omega$ : pulsation de la grandeur de sortie
- $x$ : vecteur d'état
- $\dot{x}$ : dérivée première de  $x$

- $x_i$ : variable d'état de rang  $i$
- $x_t$ : vecteur d'état transformé
- $x_s$ : vecteur d'état en régime stationnaire
- $\dot{x}_s$ : dérivée première de  $x_s$
- $y$ : variable de sortie
- $y_s$ : variable de sortie en régime stationnaire
- $\Psi$ : fonction de classe  $K$

## LISTE DES FIGURES

Fig.1.1	Liaisons possibles entre une source de courant et une source de tension.....	6
Fig.1.2	Structure générale d'un convertisseur en pont.....	7
Fig.1.3	Structure d'un onduleur de tension en pont.....	9
Fig.1.4	Fonctionnement d'un convertisseur à deux séquences.....	9
Fig.1.5	Structure d'un onduleur de tension en demi-pont.....	10
Fig.1.6	Structure d'un onduleur de tension en demi-pont alimenté avec une seule source d'alimentation.....	11
Fig.1.7	Fonctionnement à trois séquences d'un onduleur de tension.....	11
Fig.1.8	Structure d'un onduleur de courant.....	13
Fig.1.9	Fonctionnement à deux séquences d'un onduleur de courant.....	14
Fig.1.10	Structure d'un onduleur triphasé en pont.....	15
Fig.2.1	Onduleur de tension avec une charge R-L.....	19
Fig.2.2	Fonctionnement d'un onduleur de tension.....	20
Fig.2.3	Allure du courant et de la tension dans la charge à $\theta_r=0$ .....	21
Fig.2.4	Onduleur monophasé à ponts décalés.....	22
Fig.2.5	Allure de la tension de sortie d'un onduleur monophasé à ponts décalés.....	22
Fig.2.6	Onduleur de tension monophasé en demi-pont.....	23
Fig.2.7	Schéma général de la commande d'un onduleur.....	24
Fig.2.8	Principe de la commande MSLI pour un onduleur.....	25

Fig.2.9	Commande MSLI asynchrone.....	26
Fig.2.10	Commande MSLI synchrone.....	27
Fig.2.11	Commande MSLI partielle.....	28
Fig.2.12	Principe de la commande par hystérésis.....	29
Fig.2.13	Formes d'ondes correspondant à la commande par hystérésis.....	30
Fig.2.14	Principe de la commande par fourchette adaptative.....	31
Fig.2.15	Variation de la largeur d'hystérésis en fonction de la référence...	32
Fig.2.16	Schéma de principe de la commande par fourchette adaptative....	32
Fig.3.1	Schéma d'un onduleur de tension monophasé en demi-pont.....	35
Fig.3.2	Schéma équivalent de l'onduleur en demi-pont pendant la première séquence.....	36
Fig.3.3	Schéma équivalent de l'onduleur en demi-pont pendant la deuxième séquence.....	37
Fig.3.4	Onduleur de tension en pont à charge RCL série.....	40
Fig.3.5	Schéma équivalent de l'onduleur pendant la première séquence....	41
Fig.3.6	Schéma équivalent de l'onduleur pendant la deuxième séquence....	41
Fig.3.7	Schéma d'un onduleur de tension avec charge RCL parallèle-série	43
Fig.3.8	Schéma équivalent de l'onduleur pendant la première séquence....	44
Fig.3.9	Schéma équivalent de l'onduleur pendant la deuxième séquence....	45
Fig.4.1	Orientation de trajectoires dans l'espace d'état permettant d'obtenir le mode de glissement.....	49
Fig.4.2	Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable..	50
Fig.4.3	Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande....	52
Fig.5.1	Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état.	56

Fig.5.2	Démonstration du mode de glissement.....	57
Fig.5.3	Grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne lors de la commutation entre $u_{\max}$ et $u_{\min}$ .....	60
Fig.5.4	Simulation du courant dans la charge (CMG).....	75
Fig.5.5	Simulation du plan d'état (CMG).....	75
Fig.5.6	Simulation du spectre en fréquence du courant dans la charge (CMG).....	76
Fig.5.7	Simulation de la variable de commande $u$ ( CMG).....	76
Fig.5.8	Simulation de l'effet de variation de 50 % de la charge sur le courant (CMG).....	77
Fig.5.9	Simulation de l'effet de variation de l'amplitude du courant de référence (CMG).....	77
Fig.5.10	Simulation de l'effet de variation de la fréquence de référence (CMG).....	78
Fig.6.1	Noeud stable .....	82
Fig.6.2	Noeud instable.....	82
Fig.6.3	Noeud dégénéré.....	83
Fig.6.4	Étoile.....	83
Fig.6.5	Col.....	84
Fig.6.6	Foyer.....	85
Fig.6.7	Sommet.....	85
Fig.6.8	Cycle stable.....	86
Fig.6.9	Cycle instable.....	87
Fig.6.10	Présence de deux cycles limites.....	87
Fig.6.11	Cycle limite semi-stable.....	87
Fig.7.1	Trajectoires d'état pour $u=0$ .....	90

Fig.7.2	Trajectoires d'état pour $u=1$ .....	91
Fig.7.3	Principe de la commande MSLI.....	92
Fig.7.4	Trajectoires asymptotiques à fréquence d'opération constante.....	97
Fig.7.5	Trajectoires asymptotiques à amplitude du courant constant.....	97
Fig.7.6	Limite elliptique de la commutation.....	98
Fig.7.7	Limite linéaire de la commutation.....	99
Fig.7.8	Rotation de la droite de commutation.....	99
Fig.7.9	Orientation des trajectoires dans le plan d'état.....	100
Fig.7.10	Schéma de la commande par approche géométrique.....	102
Fig.7.11	Simulation du courant dans la charge (CAG).....	103
Fig.7.12	Simulation du plan d'état (CAG).....	103
Fig.7.13	Simulation du spectre en fréquence du courant dans la charge (CAG).....	104
Fig.7.14	Simulation de la variable de commande $u$ (CAG).....	104
Fig.7.15	Simulation de l'effet de variation de 50 % de la charge sur le courant (CAG).....	105
Fig.7.16	Simulation de l'effet de variation de l'amplitude du courant de référence (CAG).....	105
Fig.7.17	Simulation de l'effet de variation de la fréquence de référence (CAG).....	106
Fig.8.1	Schéma de l'ensemble onduleur-commande.....	107
Fig.8.2	Caractéristique de commande d'un MOSFET.....	109
Fig.8.3	Protection du transistor MOSFET.....	109
Fig.8.4	Représentation des inductances de câblage de l'onduleur.....	110
Fig.8.5	Ajout d'une diode externe rapide et d'une autre diode en série pour annuler l'effet de la diode intégrée.....	111

Fig.8.6	Circuit d'attaque de la gâchette.....	112
Fig.8.7	Circuit d'aiguillage.....	113
Fig.8.8	Formes d'ondes résultantes.....	113
Fig.8.9	Circuit du capteur de courant.....	114
Fig.8.10	Circuit du capteur de la tension .....	114
Fig.8.11	Circuit de la CMG.....	116
Fig.8.12	Circuit de la CAG.....	117
Fig.8.13	Résultats expérimentaux: courant dans la charge.....	118
Fig.8.14	Résultats expérimentaux: tension aux bornes du condensateur....	119
Fig.8.15	Résultats expérimentaux: tension aux bornes de la charge.....	120
Fig.8.16	Résultats expérimentaux: réponses en fréquences.....	121
Fig.8.17	Résultats expérimentaux: variable de commande.....	122
Fig.8.18	Résultats expérimentaux: effet de variation de 50% de la charge.	123
Fig.8.19	Résultats expérimentaux: régime dynamique.....	124
Fig.8.20	Commande par hystérésis constant.....	125

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion courant continu - courant alternatif. Par un choix convenable des séquences de fonctionnement des interrupteurs qui relient la source d'entrée à la charge, on réussit à imposer à la sortie du convertisseur une tension alternative. Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semiconducteurs, l'onduleur est dit autonome [16]. Un onduleur sinusoïdal est un onduleur dont les commutations des interrupteurs sont modulées de façon à obtenir une tension de sortie qui varie sinusoïdalement dans le temps. La grandeur de sortie d'un onduleur peut être à fréquence et amplitude constantes ou variables. Ces caractéristiques sont fonction de l'application envisagée.

Les applications des onduleurs sont très nombreuses, les onduleurs sinusoïdaux prennent une place assez importante dans ces applications et le développement des semiconducteurs fonctionnant à fréquence élevée augmente de plus en plus leurs utilisations. En effet, en plus des applications des onduleurs triphasés pour les entraînements à courant triphasé, les onduleurs monophasés, sont utilisés pour les alimentations de secours à des consommateurs qui ne peuvent subir des interruptions du courant électrique, c'est cas des ordinateurs à grande envergure par exemple. Les onduleurs monophasés sont aussi utilisés pour les entraînements à tension et fréquence



variables des moteurs monophasés.

La commande des onduleurs sinusoïdaux est traditionnellement basée sur la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions (MSLI) ou la commande par hystérésis avec une référence sinusoïdale (CHRS), la technique de modulation delta (MD) est aussi utilisée surtout pour éliminer certaines harmoniques. À ces techniques de commande présentées viennent s'ajouter d'autres méthodes de commande dont le développement se fait à partir du modèle d'état du convertisseur. Ces dernières permettent un meilleur contrôle du régime dynamique et statique du convertisseur [2, 3, 22].

Dans cette thèse, on va étudier et développer deux méthodes de commande, appliquées aux onduleurs monophasés opérant dans l'espace d'état. La première est la commande par mode de glissement (CMG), laquelle est un cas particulier des systèmes de réglage à structure variable. Cette théorie a été étudiée d'abord par Utkin en 1977, [18, 19, 20], puis essentiellement par Bühler (1986), [4]. La seconde méthode est une approche géométrique (CAG), elle découle de la théorie de commande des systèmes non-linéaires [1, 2, 17]. Cette technique se base sur l'association des limites de commutation au fonctionnement du convertisseur, fort heureusement ce dernier est privé des références externes variables dans le temps. La simulation des procédés de commande ainsi que l'étude expérimentale seront effectuées sur un onduleur de tension monophasé en demi-pont.

Selon le type de l'application, les critères à considérer pour évaluer le comportement d'un convertisseur changent, cependant, pour un onduleur, il y a certains critères généraux qui peuvent être utilisés pour cette évaluation et parmi lesquels on peut citer:

- la réponse en fréquences de la grandeur de sortie,
- les pertes par commutations qui sont liées directement aux nombres de commutations par période,
- la dynamique du convertisseur qui est un critère déterminant dans certaines applications des alimentations de secours,
- la complexité d'implantation de la commande.

Cette thèse est composée de huit chapitres:

- dans le premier chapitre, on expose d'une manière générale certaines structures des onduleurs monophasés ainsi que leurs modes de fonctionnement général.
- dans le second chapitre, on donne un bref rappel sur certaines méthodes de commande appliquées pour des onduleurs, tout en évoquant certains avantages et inconvénients de chaque méthode.
- dans le troisième chapitre, on étudie la modélisation des onduleurs monophasés dans l'espace d'état. Un modèle général sera déduit et qui servira par la suite pour l'élaboration des commandes appropriées à chaque convertisseur.
- dans le quatrième chapitre on traite d'une façon générale les éléments principaux de la théorie de réglage par mode de glissement.
- dans le cinquième chapitre est traitée l'application de la commande par mode de glissement pour les onduleurs monophasés, l'onduleur en demi-pont est pris comme exemple d'application. Les résultats de simulation seront présentés.
- dans le sixième chapitre, on expose quelques éléments généraux de la théorie de Poincaré pour l'étude des systèmes non-linéaires. On définit entre autre la

notion de trajectoires d'état, points singuliers et cycles limites.

- dans le septième chapitre on effectue l'étude de la commande d'un onduleur monophasé en demi-pont par la méthode géométrique en utilisant les notions de base exposées au chapitre précédent. Des résultats de simulation seront donnés à l'appui.

- le huitième et dernier chapitre est consacré à l'étude et à la réalisation expérimentale de l'onduleur, ce chapitre est divisé en trois parties, dans la première on étudie l'onduleur monophasé utilisant des interrupteurs à MOSFET. Les résultats pratiques sont présentés dans la seconde partie. Enfin la troisième partie est réservée aux commentaires et à la comparaison des résultats obtenus par expérimentation et par simulation.

## CHAPITRE I

### STRUCTURES DES ONDULEURS

#### I-1 Structures générales des convertisseurs [7]

Les structures des convertisseurs découlent logiquement de la nature des générateurs et des récepteurs qui lui sont associés. Elles dépendent en outre des réversibilités d'énergie souhaitées et du mode de réglage de ces transferts d'énergie.

On peut distinguer deux types de conversion de l'énergie, lorsque cette conversion est faite sans étapes intermédiaires, il s'agit d'une conversion directe. Lorsque cette conversion est réalisée avec un ou plusieurs étages aptes à stocker temporairement de l'énergie, il s'agit d'une conversion indirecte. Dans cette étude nous nous limiterons aux convertisseurs directs.

Dans les convertisseurs directs, le transfert de l'énergie s'effectue directement entre l'entrée et la sortie. Si les pertes dans le convertisseur sont négligées, la puissance à la sortie est égale à chaque instant à la puissance d'entrée. Dans ces conditions, si la source d'entrée d'un convertisseur direct est une source de tension, sa sortie se comporte comme une source de tension et ne peut être fermée que sur une source de courant. La même démarche peut être appliquée pour déterminer la nature de la sortie d'un convertisseur direct s'il est alimenté par une source de courant . On déduit la règle

fondamentale suivante: "l'entrée (respectivement la sortie) d'un convertisseur direct est de même nature que la source de sortie (respectivement d'entrée)".

Compte tenu des règles d'interconnexions des sources énoncées précédemment, les différentes liaisons possibles entre une source de tension et une source de courant sont représentées à la figure 1.1.

La structure la plus générale qui permet de réaliser ces connexions est la structure en pont à quatre interrupteurs, figure 1.2.

Lorsque certaines de ces connexions ne sont pas envisagées, il est possible de réduire cette structure en pont à une structure comportant moins d'interrupteurs.

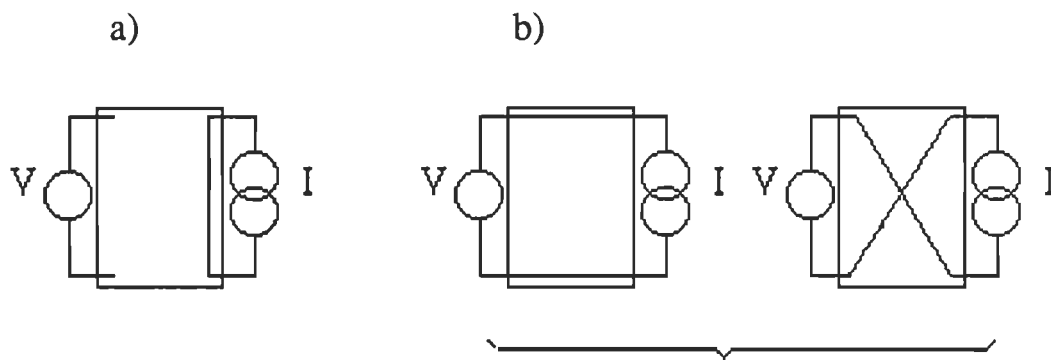


Fig.1.1.Liaisons possibles entre une source de courant et une source de tension

a) dissociation ( roue libre sur une boucle de courant, circuit ouvert sur une branche de tension)

b) connexion ( transfert d'énergie entre les branches d'entrée et de sortie)

Pour caractériser un interrupteur, il est nécessaire de déterminer ses caractéristiques statiques et dynamiques. Les caractéristiques statiques d'un interrupteur sont obtenues par la connaissance du sens du courant qui le traverse lorsqu'il est passant et du sens de la tension à ses bornes lorsqu'il est bloqué. Les caractéristiques dynamiques sont déterminées par le

fonctionnement souhaité du convertisseur. D'après la figure 1.2, il est possible d'établir les relations liant d'une part les courants d'entrée et de sortie et d'autre part la tension d'entrée et de sortie.

$$\begin{aligned} 1- V_s &= 0, & I_e &= 0, \\ 2- V_s &= V_e, & I_e &= I_s, \\ 3- V_s &= -V_e, & I_e &= -I_s. \end{aligned} \quad (I.1)$$

Toutes ces expressions peuvent être regroupées en introduisant un coefficient  $f$  qui ne dépend que de la connexion effectuée entre les sources d'entrée et de sortie.

$$V_s = f \cdot V_e, \quad I_e = f \cdot I_s. \quad (I.2)$$

avec  $f = -1, 0, 1$ .

Le coefficient  $f$  n'est pas constant au cours du temps et peut prendre les valeurs  $-1, 0$ , et  $1$ ,  $f$  est appelé fonction de modulation.

Cette fonction  $f$  prend une grande signification surtout dans la modélisation mathématique du convertisseur. Il faut noter que la notion de fonction de modulation n'est exploitable que si le fonctionnement du convertisseur est imposé uniquement par la commande des interrupteurs.

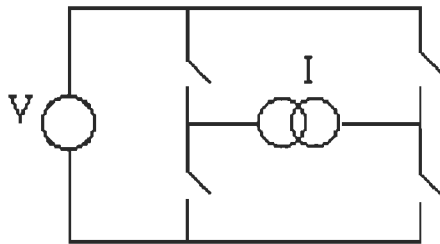


Fig.1.2. Structure générale d'un convertisseur en pont.

## I-2 Structure de base des onduleurs autonomes monophasés [7, 16]

Comme tous les convertisseurs statiques, un onduleur autonome est très

tributaire des caractéristiques du générateur et du récepteur entre lesquels il est inséré. De ces caractéristiques découle notamment la nature des commutations à effectuer et, par là, les semiconducteurs à employer. Pour aborder les structures des onduleurs, on caractérise le générateur et le récepteur, continu ou alternatif, de tension ou de courant au point de vue des commutations, ceci nous conduit à distinguer deux types d'onduleurs:

- les onduleurs de tension,
- les onduleurs de courant.

Les premiers sont alimentés par une source de tension continue, les seconds par une source de courant continu. La nature de la source continue impose celle du récepteur alternatif, les onduleurs de tension alimentent des récepteurs de courant, les onduleurs de courant alimentent des récepteurs de tension.

### I-2-1 Les onduleurs de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, sa tension  $V_e$  n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

La configuration la plus générale de l'onduleur de tension monophasé est celle dont la structure est en pont complet tel que c'est représenté à la figure 1.3. On considère que la tension d'alimentation  $V_e$  est constante et égale à  $E$ .

Un tel circuit peut avoir deux modes de fonctionnement:

- fonctionnement à deux séquences,
- fonctionnement à trois séquences.

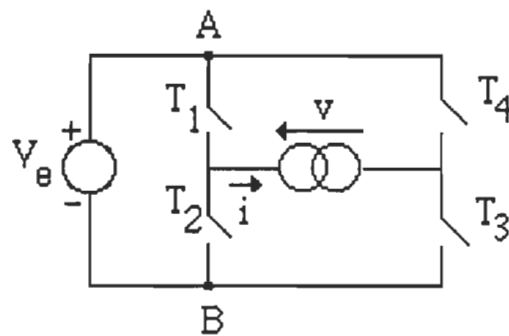


Fig.1.3. Structure d'un onduleur de tension en pont.

#### I-2-1-1 Fonctionnement à deux séquences

Ce fonctionnement correspond à la fermeture et l'ouverture simultanées des deux couples d'interrupteurs  $(T_1, T_3)$  et  $(T_2, T_4)$ , ces deux couples d'interrupteurs sont complémentaires.

On peut représenter les séquences de fonctionnement du convertisseur par la figure 1.4.

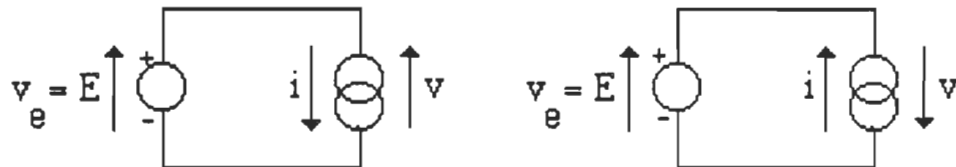


Fig.1.4. Fonctionnement à deux séquences

La première séquence correspond à la fermeture de  $T_1$  et  $T_3$  et l'ouverture de  $T_2$  et  $T_4$ , la deuxième séquence correspond à l'ouverture de  $T_1$  et  $T_3$  et la fermeture de  $T_2$  et  $T_4$ , dans ce cas la fonction de modulation introduite précédemment prend deux valeurs;  $f=1, -1$ .

De ce fait on peut obtenir le même fonctionnement du convertisseur avec un nombre inférieur d'interrupteurs, on est conduit donc à la structure



en demi-pont représentée à la figure 1.5.

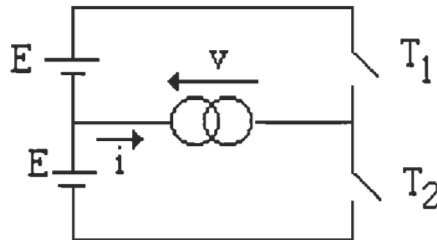


Fig.1.5. Structure d'un onduleur de tension en demi-pont.

$T_1$  et  $T_2$  sont deux interrupteurs complémentaires et les deux séquences de fonctionnement sont les mêmes que celles du convertisseur en pont complet tel que c'est présenté à la figure 1.4.

En pratique, pour l'alimentation d'un onduleur, on utilise une seule source d'alimentation. Pour la configuration en demi-pont on emploie deux condensateurs montés en parallèle avec la source d'alimentation, de valeurs égales et assez élevées pour pouvoir maintenir un potentiel fixe au point milieu, ils permettent donc d'obtenir deux tensions égales, chacune d'elles alimente un bras d'onduleur. La structure de ce convertisseur est représenté par la figure 1.6.

La configuration en demi-pont présente un inconvénient concernant le dimensionnement des interrupteurs. Cependant, pour une même puissance transmise par une source d'alimentation de tension  $E$ , le courant débité par la source dans le cas de la configuration en demi-pont est le double de celui de la configuration en pont complet. Le dimensionnement en courant des interrupteurs dans le premier cas doit être, donc, deux fois plus élevé que dans le deuxième cas. Par contre, vu la réduction de moitié du nombre

d'interrupteurs, l'onduleur en demi-pont est assez utilisé lorsque la tension de la source continue est de l'ordre de la centaine de volts, dans ce cas le doublement du courant n'est pas trop gênant et la réalisation du diviseur capacitif pas trop onéreuse.

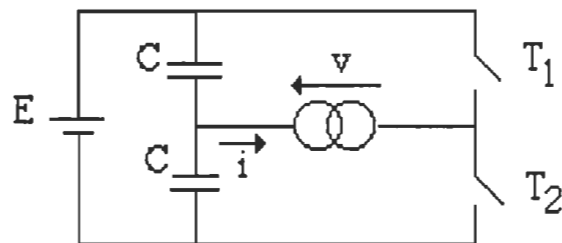


Fig.1.6. Structure d'un onduleur de tension en demi-pont alimenté avec une seule source d'alimentation.

#### I-2-1-2- Fonctionnement à trois séquences

Dans ce cas une autre séquence de fonctionnement est ajoutée aux deux séquences précédentes: séquence de roue libre. Cette séquence correspond à la fermeture de  $T_2$  et  $T_3$  et à l'ouverture de  $T_1$  et  $T_4$  et alternativement à la fermeture de  $T_2$  et  $T_3$  et l'ouverture de  $T_1$  et  $T_4$ . Les trois séquences se résument dans la figure 1.7. La fonction de modulation prend dans ce cas trois valeurs,  $f = -1, 0, 1$ .

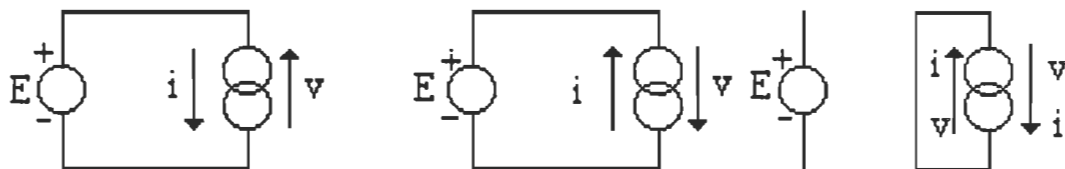


Fig.1.7. Fonctionnement à trois séquences d'un onduleur de tension.

Le fonctionnement à trois séquences a l'avantage de pouvoir faire varier l'amplitude de la fondamentale de la tension de sortie et ceci en faisant varier le temps  $\theta_r$  relatif à la période de roue libre.

Pour les onduleurs sinusoïdaux on applique souvent le fonctionnement à deux séquences car la commande des interrupteurs est beaucoup plus simple à réaliser et la variation de l'amplitude de la fondamentale de la tension de sortie est assurée par la commande des interrupteurs. De plus on montre que la dynamique associée au fonctionnement à deux séquences est plus rapide que celle associée au fonctionnement à trois séquences [ 16 ].

### I-2-1-3 Considérations pratiques

a) Concernant la charge : Le courant à la sortie,  $i$ , et donc à l'entrée du convertisseur dépendent de la charge du côté alternatif, cette charge peut être quelconque à la condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.é.m. alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

b) Concernant le choix des interrupteurs: L'interrupteur  $T_1$ , par exemple, qui, indépendamment de la charge alternative, doit relier la borne A à la borne B à l'instant  $t=0$  et séparer ces deux bornes à l'instant  $t = T/2$  ( $T$  correspond à une période de commutation), doit être formé d'un semiconducteur commandable à la fermeture et l'ouverture. Pour permettre à  $T_1$  d'écouler le courant  $i_{T_1}$  qui passe à travers lui par moment, il faut lui associer une diode montée en anti-parallèle. Les interrupteurs commandables doivent être bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, ils

peuvent donc être asymétriques en tension. Le choix de ces interrupteurs est donc assez large (thyristor, G.T.O., transistor bipolaire, transistor MOSFET.....), la nature de ces composants est liée aux mécanismes de commutation de ces interrupteurs.

### I-2-2 Les onduleurs de courant

Un onduleur de courant, souvent appelé commutateur de courant, est alimenté par une source de courant continu. L'inductance interne de la source est si grande que le courant qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension à ses bornes, notamment par les brusques variations correspondants aux commutations. La source continue impose le courant à l'entrée du convertisseur et donc à sa sortie. La figure 1.8 donne le schéma de principe d'un onduleur de courant.

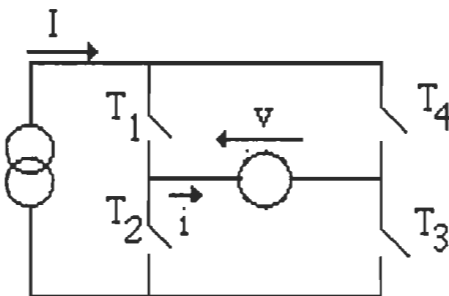


Fig.1.8. Structure d'un onduleur de courant.

L'analyse du fonctionnement de ce convertisseur est similaire à celle de l'onduleur de tension, cependant on peut envisager deux modes de fonctionnement:

- 1- fonctionnement à deux séquences,
- 2- fonctionnement à trois séquences,

on ne détaillera pas l'analyse de chaque mode de fonctionnement, ils peuvent être résumés par les figures 1.9 et 1.10.

Pour les onduleurs de courant sinusoïdaux, on utilise souvent le fonctionnement à deux séquences, la variation de l'amplitude de la fondamentale du courant de sortie est assurée par la commande des interrupteurs.

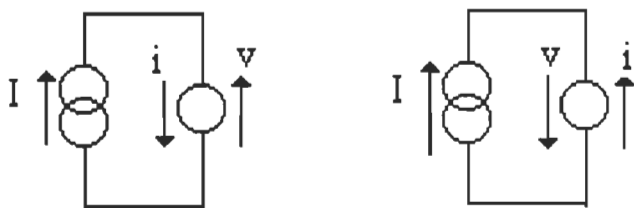


Fig.1.9. Fonctionnement à deux séquences.

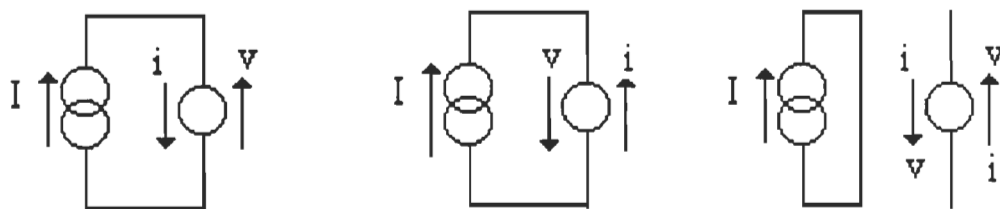


Fig.1.10. Fonctionnement à trois séquences.

### I-2-2-1 Considérations pratiques

a) Concernant la charge: La tension  $v$  de sortie et donc la tension à l'entrée du convertisseur, dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas uniquement d'une ou de plusieurs autres sources de courant (inductance ou source de courant alternatif).

b) Concernant le choix des interrupteurs: L'interrupteur  $T_1$ , par

exemple, doit imposer le passage du courant  $I$  dans la charge à l'instant  $t = 0$ , l'écouler durant l'intervalle de commutation  $[0, T/2]$  et le couper à l'instant  $t = T/2$ . Il n'a pas donc à être réversible en courant, mais la tension  $v$  qui apparaît à ses bornes peut être négative, cet interrupteur correspond donc à un semiconducteur commandé à la fermeture et l'ouverture, unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension. Chaque interrupteur sera donc l'association d'un interrupteur commandable et d'une diode montée en inverse.

### I-3 Extension des structures de base

#### I-3-1 Les onduleurs triphasés

La structure la plus connue des onduleurs triphasés est l'onduleur triphasé en pont. En groupant trois demi-ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs dont le schéma est présenté à la figure 1.10.

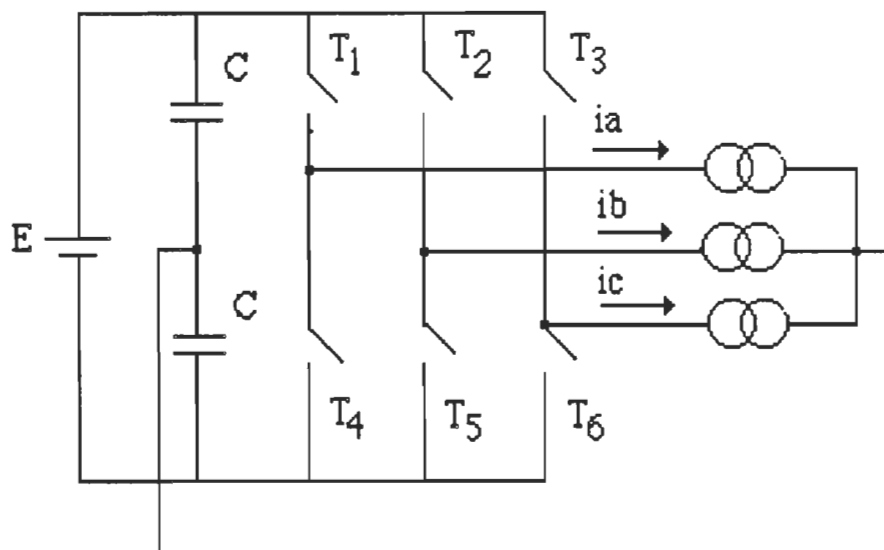


Fig.1.10. Structure d'un onduleur triphasé en pont

Les principes des méthodes de commande appliquées à ce type d'onduleurs sont les mêmes que ceux des onduleurs monophasés en demi-pont. Il est à noter que les couples d'interrupteurs ( $T_1$  et  $T_4$ ), ( $T_2$  et  $T_5$ ), ( $T_3$  et  $T_6$ ) sont complémentaires.

Les onduleurs triphasés sinusoïdaux sont très utilisés pour l'alimentation à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés.

### I-3-2- Les onduleurs à résonance [7]

Les onduleurs à résonance s'inscrivent dans le cadre, beaucoup plus vaste, de l'étude de l'alimentation alternative d'une charge (R-L série) à partir d'une source continue de tension ou de courant. La conversion de l'énergie est réalisée par un convertisseur continu-alternatif monophasé non modulé, dont la structure dépend de la nature de la source continue. Ce convertisseur est, soit un onduleur de tension, soit de courant et délivre des ondes carrées de tension ou de courant.

La structure des onduleurs à résonance est souvent en demi-pont, la commande des interrupteurs de ce type d'onduleurs se fait sans pertes par commutation, en effet ils sont commandés soit à tension nulle ou à courant nul.

La charge des onduleurs à résonance est constituée par un circuit oscillant peu amorti et la commande des interrupteurs est directement liée à la charge de l'onduleur, l'onduleur n'est pas donc autonome.

## CHAPITRE II

### ANALYSE DES MÉTHODES DE COMMANDE DES ONDULEURS MONOPHASÉS

Les onduleurs et plus généralement les convertisseurs statiques étaient à base de thyristors et diodes. Le thyristor, comme élément de commutation, présente l'inconvénient de ne pas pouvoir commuter à des fréquences assez élevées et de nécessiter d'adjonction des circuits actifs pour leurs commutations. La commande des onduleurs à base de thyristors est généralement basée sur le déphasage du bras d'onduleur, la fréquence de commutation des interrupteurs est égale à la fréquence de la grandeur de sortie.

Les performances des transistors bipolaires et des transistors MOSFET de puissance ont considérablement augmentées au cours de ces dernières années, Ils sont de plus en plus concurrentiels avec les thyristors comme interrupteurs de puissance dans les onduleurs, bien que la puissance des onduleurs fonctionnant avec ces types d'interrupteurs demeure limitée à des dizaines de kW. Les transistors bipolaires et MOSFET présentent l'avantage de pouvoir commuter rapidement, ce qui leur permet d'atteindre des fréquences de fonctionnement assez élevées (plusieurs dizaines de kHz) facilitant ainsi le filtrage, autorisant l'utilisation des transformateurs de faibles dimensions et de réagir presque instantanément.



Plusieurs méthodes sont utilisées pour la commande de ces interrupteurs et le choix d'une méthode sur l'autre dépend de certains critères qui caractérisent le comportement du convertisseur ( spectre de fréquences, pertes par commutations...).

Le rôle de la commande est de permettre à l'onduleur de générer une tension (un courant) alternative variable en amplitude et en fréquence. Les onduleurs sinusoïdaux doivent générer une tension (un courant) sinusoïdale. Dans ce chapitre on va passer en revue le principe de quelques méthodes de commande traditionnellement appliquées pour les onduleurs.

## II-1 Commande à une seule commutation par alternance

### II-1-1 Commande par déphasage entre les bras d'onduleurs [13]

Pour ce mode de commande, le convertisseur doit avoir trois séquences de fonctionnement afin de pouvoir commander l'amplitude de la fondamentale de l'onde de sortie. Il est donc nécessaire d'utiliser la structure en pont complet puisque la structure en demi-pont ne permet d'établir que deux séquences.

Considérons le schéma d'un onduleur de tension en pont complet tel que représenté par la figure 2.1, on suppose que la charge est résistive et inductive.

On commande les interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$  avec des signaux complémentaires, on commande aussi  $T_3$  et  $T_4$  avec des signaux complémentaires mais décalés d'un angle  $\theta_r$  par rapport aux précédents. La tension de sortie prend alternativement les valeurs  $E$ ,  $0$ ,  $-E$  ( la fonction de modulation  $f$  prend les valeurs  $1$ ,  $0$ ,  $-1$ ).

La figure 2.2 montre l'allure de la tension et du courant dans la charge ainsi que les séquences de commande des interrupteurs. Le courant dans la charge correspond évidemment à l'application des créneaux de tension sur une charge R-L.

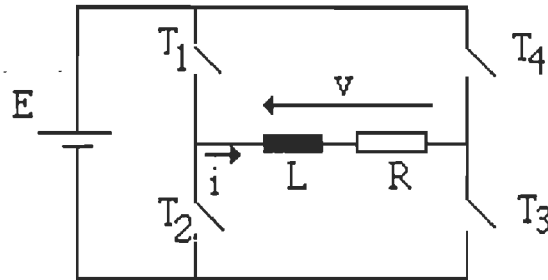


Fig.2.1. Onduleur de tension avec une charge R-L

Le réglage de la tension est obtenu par la variation de  $\theta_r$ , il est clair d'après la figure 2.2 que pour une tension d'alimentation  $E$  fixe, on peut régler la valeur efficace du terme fondamental de la tension de sortie de l'onduleur en réglant la durée de la période de roue libre, c'est-à-dire en faisant varier l'angle  $\theta_r$ .

La valeur efficace du terme fondamental de la tension de sortie est:

$$v_{1\text{eff}} = \frac{4 E}{\pi \sqrt{2}} \cos \frac{\theta_r}{2} \quad (\text{II.1})$$

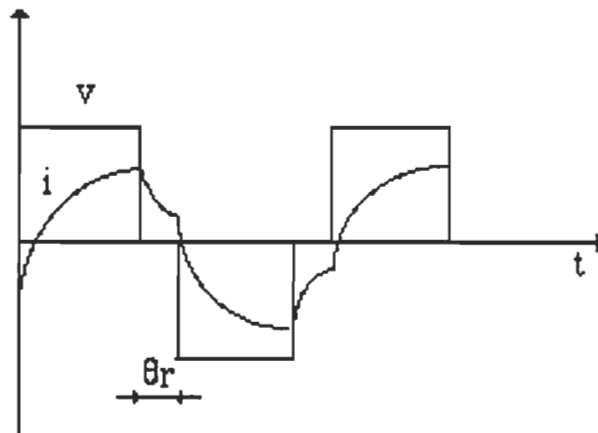
La valeur efficace de la tension de sortie:

$$v_{\text{eff}} = E \sqrt{1 - \frac{\theta_r}{\pi}} \quad (\text{II.2})$$

Si on choisi un angle  $\theta_r$  nul, on aura un fonctionnement à deux

séquences, la tension de sortie prend alternativement les valeurs  $E$  et  $-E$  ( la fonction de modulation  $f$  prend les valeurs 1 et -1). Dans ce cas le réglage de la valeur efficace de la fondamentale de la tension n'est pas possible. Les allures de la tension et du courant dans la charge sont présentées à la figure 2.3.

a)



b)

T1	T2	T1
T3	T4	T3

Fig.2.2. Fonctionnement de l'onduleur de tension

a) formes d'onde du courant dans la charge et de la tension à ses bornes

b) séquences de commutation des interrupteurs

L'inconvénient majeur de cette commande est que le contenu en harmoniques de la fondamentale de la tension aux bornes de la charge est très élevé du côté des basses fréquences.

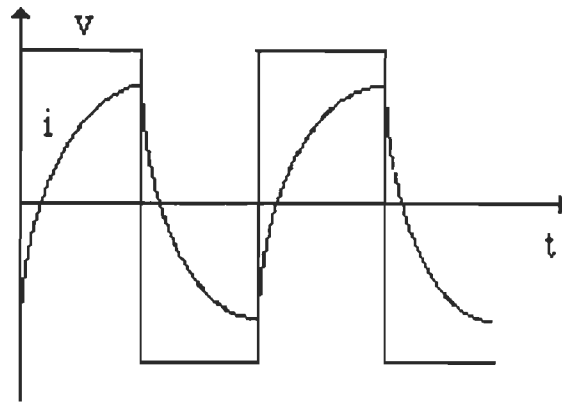


Fig.2.3. Allures du courant et de la tension dans la charge quand  $\theta_r=0$

### II-1-2 Onduleurs monophasés à ponts décalés [13]

Pour diminuer le contenu en harmoniques de la tension de sortie, on peut utiliser l'onduleur monophasé à ponts décalés (figure 2.4), qui consiste à trois onduleurs à part, le premier fonctionnant en  $E, -E$ , le second en  $E, 0, -E$  avec un angle de décalage  $\theta_r = 60^\circ$ , le troisième en  $E, 0, -E$  avec un angle  $\theta_r=120^\circ$ . La tension de sortie est la somme des tensions respectives de chacun des onduleurs. Les rapports de transformation ainsi que les angles  $\theta_r$  peuvent être choisis de façon à diminuer au maximum les harmoniques de la tension de sortie.

La figure 2.5 montre la tension de sortie pour ce type d'onduleurs. Le courant dans la charge sera le résultat de l'application des créneaux de tension sur une charge R-L.

Cette méthode, permet d'obtenir une sortie dont le contenu en harmoniques est plus faible que dans le cas où l'on utilise un seul pont. Cependant le nombre des composants a triplé ce qui ne rend pas cette solution avantageuse surtout s'il s'agit d'un onduleur à faible ou moyenne puissance.

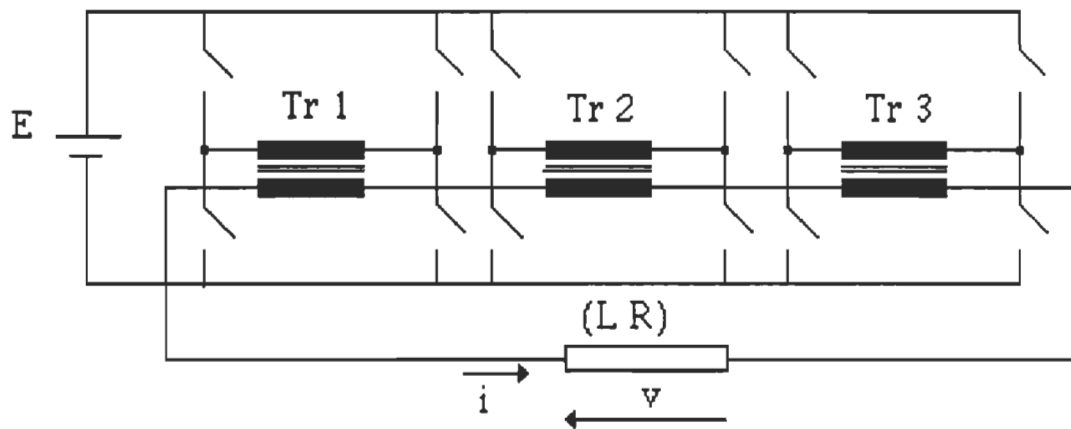


Fig.2.4. Onduleur monophasé à ponts décalés  
(Tr1, Tr2, Tr3 sont des transformateurs de rapport n)

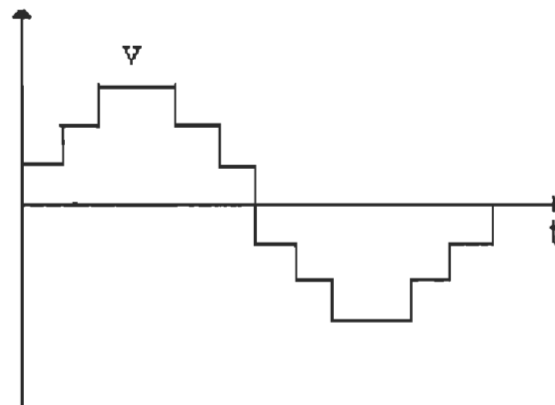


Fig.2.5. Allure de la tension de sortie d'un onduleur monophasé à ponts décalés

## II-2- Commande à plusieurs commutations par alternance

Pour surmonter le problème du contenu en harmoniques résultant des méthodes de commande précédentes, on utilise des commandes de façon que la fréquence de commutation des interrupteurs soit largement supérieure à la

fréquence de sortie de l'onduleur. Pour cette catégorie de commandes, chaque alternance de la tension de sortie est formée de plusieurs créneaux de largeurs convenables. Les schémas des onduleurs restent les mêmes, c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée. On s'intéressera donc aux onduleurs sinusoïdaux. Plusieurs techniques sont utilisées pour la commande des onduleurs sinusoïdaux, elles se distinguent par les performances qu'elles apportent au comportement dynamique et statique de l'onduleur.

Dans ce qui suit on va considérer un schéma d'onduleur de tension monophasé en demi-pont (figure 2.6). Le courant dans la charge doit avoir une forme sinusoïdale.

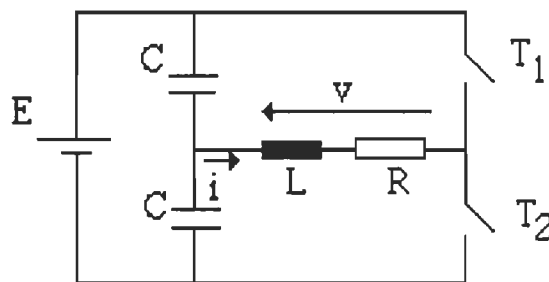


Fig.2.6. Onduleur monophasé en demi-pont.

On suppose que:

- $T_1$  et  $T_2$  sont deux interrupteurs idéaux, c'est-à-dire qu'on néglige les temps de commutation par rapport à la période de commutation.
- $T_1$  et  $T_2$  sont commandés par des signaux complémentaires.

La tâche de l'étude consistera à déterminer une fonction de commutation  $S(x)$  qui dépend de certaines variables du convertisseur;  $x$ , et de certaines grandeurs de référence externes. Cette fonction de commutation définit les

instants de commutation des interrupteurs pour que l'on ait un courant sinusoïdal dans la charge.

Les différentes méthodes qui peuvent être appliquées au convertisseur se présentent globalement par la figure 2.7.

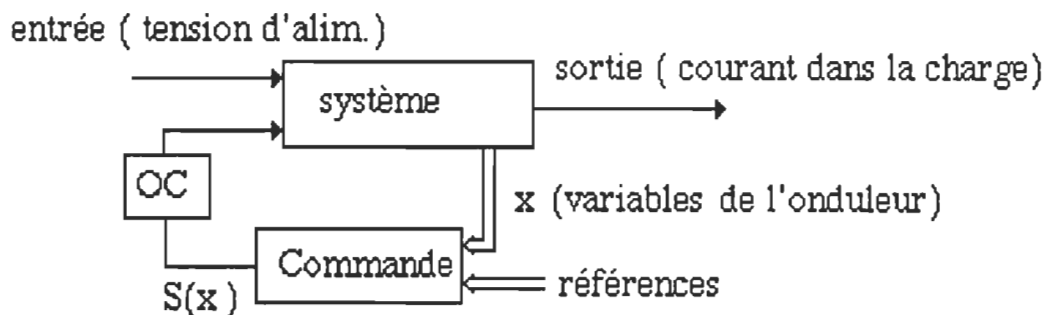


Fig.2.7. Schéma général de la commande d'un onduleur

### II-2-1- Commande par modulation sinusoïdale de largeurs d'impulsions [16]

Cette commande, connue en anglais sous le nom "Sinusoidal Pulse Width Modulation, S.P.W.M.", est la plus utilisée jusqu'à nos jours pour la commande des onduleurs monophasés et surtout des onduleurs triphasés. Cette commande est basée sur la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, obtenue par l'intersection d'une onde de référence  $w$  de forme sinusoïdale et d'une onde de modulation  $M$  de forme généralement triangulaire.

La fréquence  $f'$  de l'onde de modulation est nettement supérieure à la fréquence  $f$  de la référence.

Le schéma de principe de cette méthode est représenté à la figure 2.8.

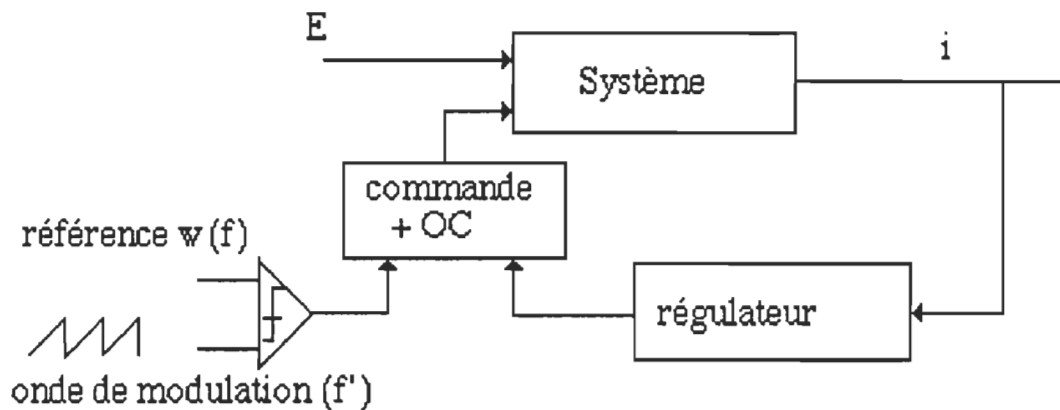


Fig.2.8. Principe de la commande par M.S.L.I.

On peut démontrer que le courant dans la charge est de forme sinusoïdale [16].

On définit pour cette technique de commande deux caractéristiques:

- l'indice de modulation  $m$ , égal au rapport  $f'/f$  des fréquences de l'onde de modulation et de l'onde de référence.
- le coefficient de réglage  $r$  qui correspond au rapport de l'amplitude de l'onde de modulation par rapport à celui de la référence.

La qualité de l'onde de sortie est d'autant meilleure que l'indice de modulation est élevé.

On distingue généralement deux types de M.S.L.I.: asynchrone et synchrone, dans les deux cas, la valeur du courant de sortie varie avec le coefficient de réglage  $r$ .

### III-2-1-1 Commande M.S.L.I. asynchrone

L'onde de modulation  $M$  et la référence  $w$  sont asynchrones. Plus le rapport  $f'/f$  est élevé, plus la fréquence des harmoniques non voulues est éloignée et plus les pointes de courant diminuent. L'inconvénient de cette



approche est la non périodicité de la sortie M.L.I. (figure 2.9) qui peut engendrer des composantes harmoniques à basses fréquences.

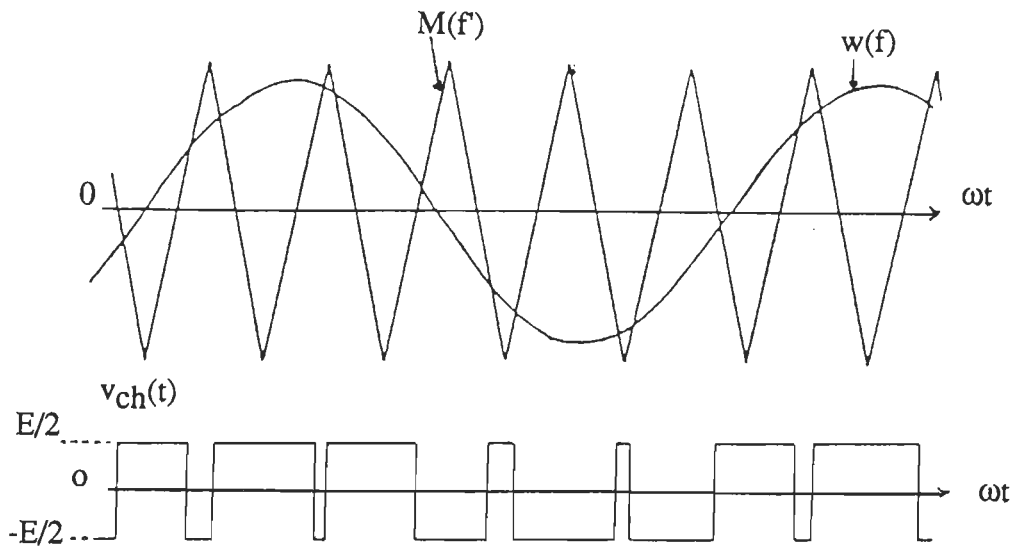


Fig.2.9. Commande M.S.L.I. asynchrone

#### II-2-1-2 Commande M.L.S.I. synchrone

L'onde de modulation  $M$  et la référence sinusoïdale sont synchrones de façon que la fréquence de la tension de référence soit un multiple entier naturel de la fréquence de l'onde de modulation  $f'$ . La sortie de modulation est donc périodique et ne contient que les harmoniques multiples de la fondamentale. L'onde de modulation ainsi que l'onde de référence sont représentées à la figure 2.10.

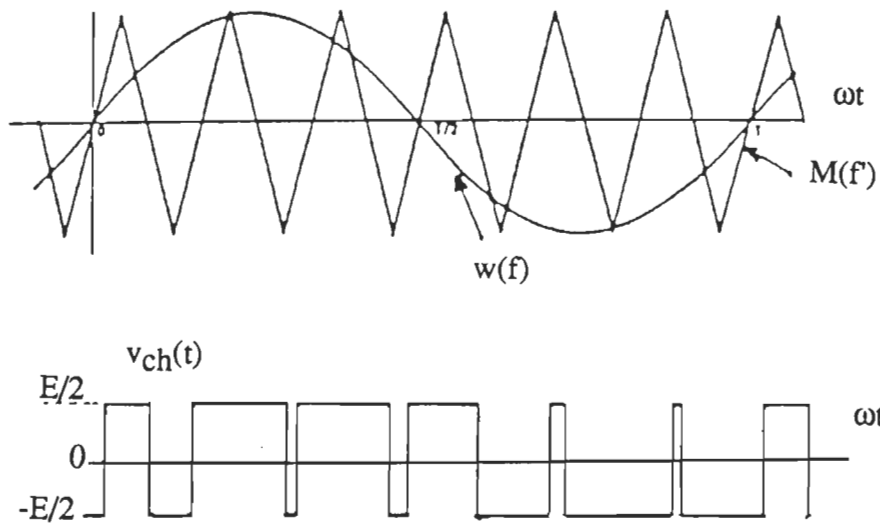


Fig.2.10. Commade M.S.L.I. synchrone

À cause de la synchronisation, cette méthode présente une contrainte. En effet, la fréquence de modulation  $f'$  doit varier de la même façon avec la fréquence de la référence  $f$ , or dans plusieurs cas on a besoin de varier la fréquence de la grandeur de sortie alors que la fréquence de l'onde de modulation est généralement fixe.

### II-2-1-3 Commande M.S.L.I. partielle

Dans le cas où l'onduleur joue le rôle d'une source alternative constante, il est intéressant de compenser les effets des variations de charge et de la valeur de la tension continue. On utilise donc la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions partielle consistant à supprimer les ondes de commutation pendant la partie centrale de chaque alternance de la tension de

référence. Cela nécessite une commande un peu plus compliquée et limite la plage des variations de la tension de sortie mais présente deux avantages:

- le nombre de commutations est réduit ce qui entraîne une diminution des pertes par commutation.
- le déchet de tension est réduit car les intervalles de très faibles durées situés au milieu des alternances sont supprimés.

Le principe de cette modulation est représenté par la figure 2.11.

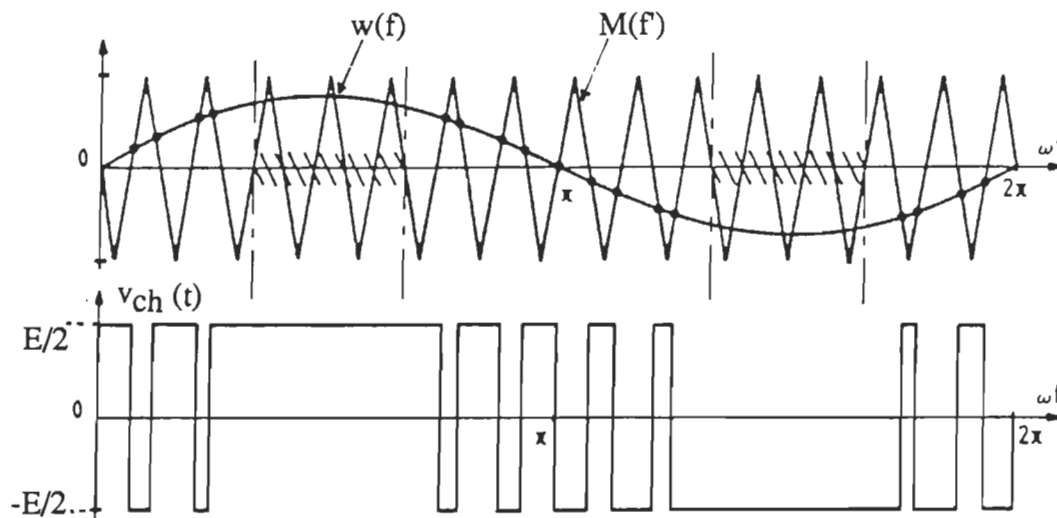


Fig.2.11. Commande M.S.L.I. partielle

### II-2-2 Commande par hystérésis

Pour les commandes à M.S.L.I., il est nécessaire d'ajouter un régulateur de courant qui précède le modulateur afin de protéger l'onduleur des surcharges éventuelles. La commande par hystérésis assure en même temps la modulation et la protection contre les surcharges ou les courts-circuits. De plus le nombre des commutations par période change automatiquement en fonction des variables de commande. On peut distinguer deux types de

commande par hystérésis:

- commande par hystérésis constant,
- commade par fourchette adaptative.

### II-2-2-1 Commande par hystérésis constant

Dans ce type de commande, la grandeur de sortie est la seule variable de commande, cependant elle est comparée à deux seuils d'hystérésis égaux à  $w \pm \Delta w$ , le résultat de cette comparaison détermine l'état des interrupteurs. Le schéma global de cette commande est présenté à la figure 2.12.

Contrairement à la M.S.L.I., dans la commande par hystérésis, les instants de commutation ne sont pas déterminables et plus la largeur de l'hystérésis est faible, plus la fréquence de commutation des interrupteurs est élevée. On est donc face à un compromis entre un faible contenu en harmoniques de la grandeur de sortie et la réduction des pertes par commutations. En effet, pour une faible largeur de l'hystérésis, la fréquence de commutation des interrupteurs est élevée alors que le contenu en harmoniques est très faible, d'autre part lorsqu'on diminue la fréquence de commutation on augmente le contenu en harmoniques, souvent insouhaitable, et on réduit les pertes par commutations.

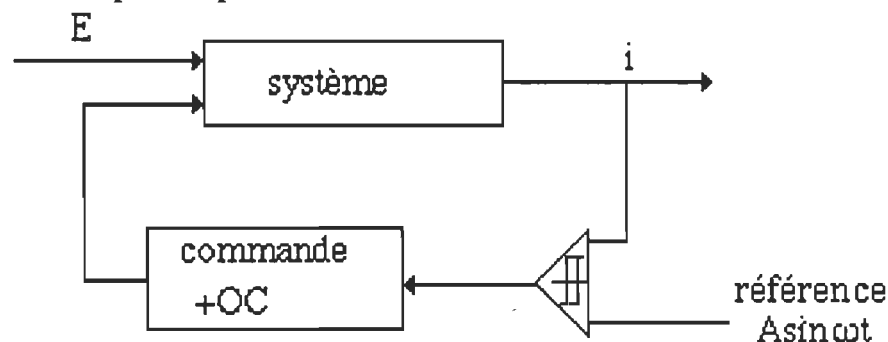


Fig.2.12. Principe de la commande par hystérésis

La figure 2.13 montre les formes d'ondes relatives à cette commande.

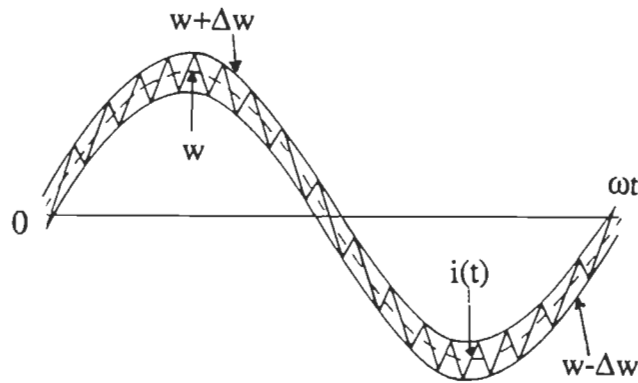


Fig.2.13. Formes d'ondes correspondant à la commande par hystérésis

#### II-2-2-2 Commande par fourchette adaptative

La commande par fourchette adaptative est une commande par hystérésis dont la largeur n'est pas fixe ; elle dépend de l'amplitude de la grandeur de référence, tel que c'est représenté par la figure 2.14.

La largeur de l'hystérésis suivra la loi:

$$h(i) = k \cdot w + h_0$$

avec:

$h_0$  = la largeur minimale de l'hystérésis correspondant au passage par zéro de la grandeur de référence.

$k$  = un coefficient ajustable qui permet de déterminer la largeur de l'hystérésis. La fonction  $h(i)$  peut être représentée par la figure 2.15.

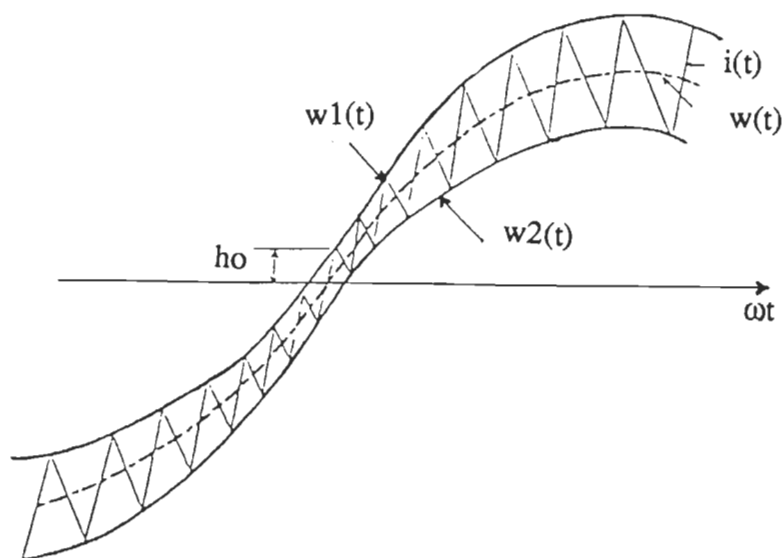


Fig.2.14. Principe de la commande par fourchette adaptative

Cette méthode consistera à générer deux signaux à partir de la sinusoïde de référence et à mesure que la valeur absolue de la référence augmente, la bande formée avec les deux signaux générés s'élargit (figure 2.13). Les signaux générés ont pour équations:

$$w_1(t) = w(t) + h_0 + k \cdot |w(t)|,$$

$$w_2(t) = w(t) - h_0 - k \cdot |w(t)|.$$

La commande des interrupteurs est maintenant binaire, c'est-à-dire qu'elle est établie suivant que le courant dans la charge est inférieur à  $w_2$  ou supérieur à  $w_1$ . La figure 2.16 montre le schéma de principe de cette commande.

Avec cette méthode de commande on gagne au point de vue de la fréquence de commutation aux intervalles où celle-ci prend des valeurs élevées dans le cas de la commande par hystérésis constant (aux extrêmes de la référence), elle présente aussi l'avantage de pouvoir faire fonctionner

l'onduleur à faibles courants.

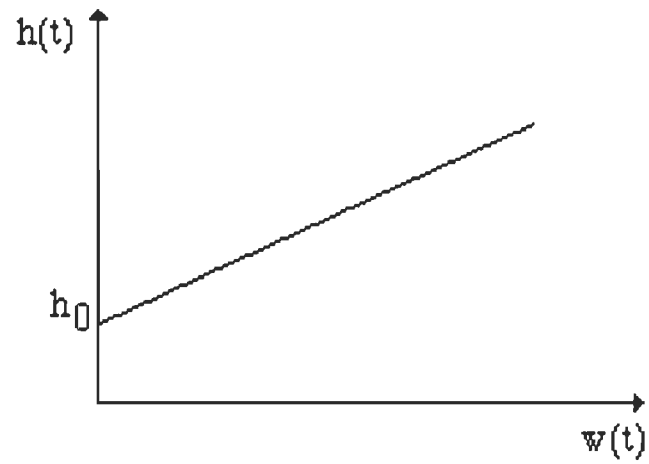


Fig. 2.15. Variation de la largeur de l'hystérésis en fonction de la référence

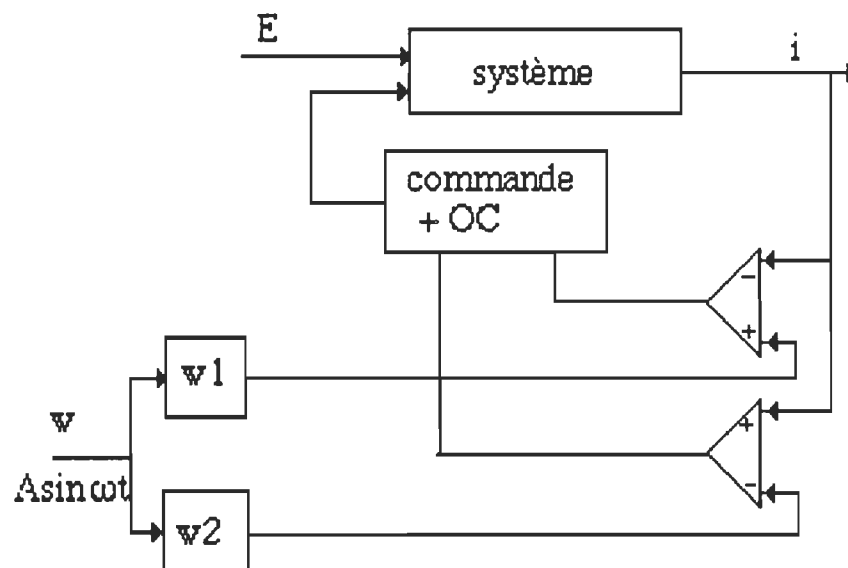


Fig.2.16. Schéma de principe de la commande par fourchette adaptative.

## CHAPITRE III

### MODÉLISATION DANS L'ESPACE D'ÉTAT DES ONDULEURS MONOPHASÉS

La commande d'un onduleur par mode de glissement ou bien par lieu géométrique dans le plan d'état ne peut être réalisée que si le modèle d'état du convertisseur soit d'un ordre minimal égal à deux.

Dans les configurations classiques d'onduleurs à charge résistive et inductive, on rencontre l'onduleur en demi-pont possédant la caractéristique d'avoir un modèle de second degré [3].

D'autres part, dans certaines applications, la charge d'un onduleur peut présenter un condensateur de charge en plus des éléments résistifs et inductifs. Le condensateur de charge peut être trouvé en association parallèle ou série avec l'élément résistif. Pour ces types d'onduleurs, une commande qui tient compte de leurs modèles d'état est appropriée.

On trouve d'autres configurations où la commande dans l'espace d'état devient applicable, c'est le cas des onduleurs dont on associe des filtres de sortie comportant des éléments capacitifs, résistifs et inductifs.

Pour tous ces types de convertisseurs, les commandes classiques engendrent à leurs comportements des inconvénients souvent insouhaitables tels qu'un régime dynamique non contrôlé, un taux de distorsion harmonique



élevé, des pertes par commutations élevées, [10].... Ceci est dû surtout à l'utilisation d'un modèle mathématique du convertisseur à commander, lequel n'est pas suffisamment exact .

Le but de cette étude est de modéliser le fonctionnement dynamique des convertisseurs par leurs équations d'état en tenant compte des séquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Les modèles établis serviront pour l'élaboration de la commande appropriée pour chacun d'eux.

Dans cette étude on supposera que:

- le temps de passage de l'état fermé (ou ouvert) à l'état ouvert (ou fermé) de chacun des interrupteurs est négligeable.
- les composants passifs des convertisseurs sont sans pertes,
- la source d'alimentation est idéale

### III-1 Modélisation d'un onduleur monophasé en demi-pont alimentant une charge R-L

Compte tenu de la structure du convertisseur, on définit les variables d'état du convertisseur comme étant:

- le courant dans la charge que l'on dénote  $i$ ,
- la tension aux bornes du condensateur  $C_2 = v_{c2}$  que l'on dénote  $v$ .

Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure 3.1

La somme des tensions  $v_{c1}$  ( tension aux bornes du condensateur  $C_1$ ) et  $v_{c2}$  ( tension aux bornes du condensateur  $C_2$ ) est égale instantanément à la tension de la source d'alimentation  $E$  supposée constante.

$$v_{c1}(t) + v_{c2}(t) = E \quad \text{(III.1)}$$

donc

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} + C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = 0 \quad (\text{III.2})$$

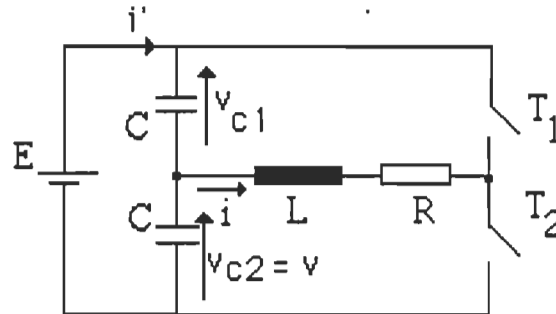


Fig. 3.1 Schéma d'un onduleur monophasé de tension en demi-pont

Les termes  $C_1(dv_{c1}/dt)$  et  $C_2(dv_{c2}/dt)$  correspondent respectivement aux courants instantanés passant dans les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , ce qui nous amène à écrire:

$$i_{c1} = -i_{c2} \quad (\text{III.3})$$

Le courant de charge ( de décharge ) du condensateur  $C_1$  est égal au courant de décharge ( de charge ) du condensateur  $C_2$

Le courant

$$i_{c1} = i_{c2} + i, \quad (\text{III.4})$$

et tenant compte de III.3, on aura

$$i = -2 i_{c2}. \quad (\text{III.5})$$

Le courant  $i$  partant du point milieu capacitif est le double du courant passant dans l'un des bras de celui-ci.

Pour déterminer les équations d'état du convertisseur, on va considérer les deux séquences de fonctionnement:

- première séquence:  $T_1$  est ouvert,  $T_2$  fermé.

- deuxième séquence:  $T_1$  est fermé,  $T_2$  ouvert.

Le schéma équivalent de l'onduleur correspondant à la première séquence est montré sur la figure 3.2

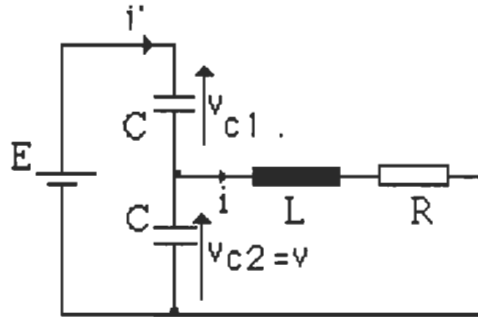


Fig. 3.2 Schéma équivalent de l'onduleur pendant la première séquence.

La tension aux bornes du condensateur  $C_2$  aura pour expression:

$$v(t) = v_{c2}(t) = L \frac{di}{dt} + R i(t) \quad (\text{III.6})$$

donc:

$$\frac{d i(t)}{dt} = \frac{1}{L} v(t) - \frac{R}{L} i(t) \quad (\text{III.7})$$

D'autre part, la tension aux bornes du condensateur  $C_2$ ,

$$v(t) = v_{c2}(t) = \frac{1}{C} \int (i'(t) - i(t)) dt \quad (\text{III.8})$$

puisque

$$i_{c1} = i' \quad (\text{III.9})$$

et tenant compte de de (III.3), donc

$$i' = i/2 \quad (\text{III.10})$$

en introduisant (III.10) dans (III.8), on aura,

$$v(t) = \frac{1}{2C} \int i(t) dt \quad (\text{III.11})$$

L'équation d'état exprimant la dérivée de la tension aux bornes du

condensateur  $C_2$  est

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{dv(t)}{dt} = -\frac{1}{2C} i(t) \quad (\text{III.12})$$

Alors, pour la première séquence, le système d'équations d'état est

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Le schéma équivalent de l'onduleur correspondant à la deuxième séquence est représenté sur figure 3.3

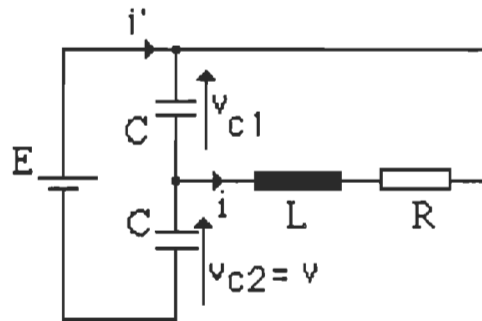


Fig.3.3 Schéma équivalent du convertisseur pendant la deuxième séquence

La tension aux bornes du condensateur  $C_1$  est

$$v_{c1}(t) = -R i(t) - L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{III.14})$$

or

$$E = v_{c1}(t) + v_{c2}(t) = v_{c1}(t) + v(t) \quad (\text{III.15})$$

donc la première équation d'état donnant la dérivée du courant de la charge est

$$\frac{d i(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i(t) + \frac{1}{L} v(t) - \frac{E}{L} \quad (\text{III.16})$$

D'autre part,

$$v(t) = v_{c2}(t) = \frac{1}{C} \int_i i_{c2}(t) dt \quad (\text{III.17})$$

tenant compte de l'égalité (III.17) et du fait que

$$i_{c1}(t) = i'(t) + i(t) \quad (\text{III.18})$$

avec

$$i'(t) = -i(t)/2 \quad (\text{III.19})$$

on aura:

$$v(t) = -\frac{1}{2C} \int_i i(t) dt \quad (\text{III.20})$$

qui équivaut à

$$\frac{d v(t)}{dt} = -\frac{1}{2C} i(t) \quad (\text{III.21})$$

Alors pour la deuxième séquence le système d'équations d'état est

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Les deux équations d'état (III.13) et (III.18) peuvent s'écrire sous la forme générale:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u \quad (\text{III.23})$$

où  $u$  est une grandeur de commande

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quand } T_1 \text{ est fermé et } T_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{quand } T_1 \text{ est ouvert et } T_2 \text{ fermé.} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} -\frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

### III-2 Modélisation d'un onduleur de tension monophasé en pont alimentant une charge R-C-L série

Le schéma du convertisseur est représenté par la figure 3.4

Le fonctionnement du convertisseur est le même que celui présenté au premier chapitre [1]. Cependant nous allons considérer le fonctionnement à deux séquences.

On suppose que les deux couples d'interrupteurs  $(T_1, T_3)$  et  $(T_2, T_4)$  sont complémentaires.

Les étapes de modélisation du fonctionnement de ce convertisseur sont les mêmes que dans le cas du convertisseur en demi-pont, on définit ainsi les variables d'état du convertisseur comme étant:

- le courant dans la charge que l'on dénote  $i$ ,

- la tension aux bornes du condensateur que l'on dénote  $v$ .

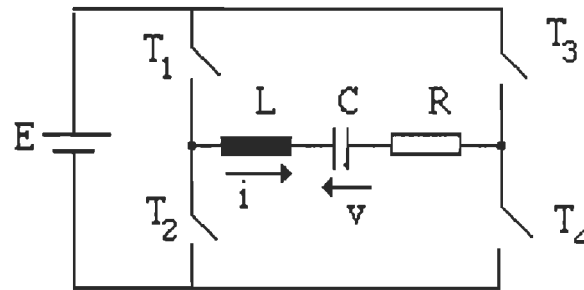


Fig. 3.4 Onduleur de tension en pont à charge R-L-C série

Pour déterminer les équations d'état du convertisseur on va considérer les deux séquences de fonctionnement suivantes:

- première séquence: ( $T_1, T_3$ ) sont fermés et ( $T_2, T_4$ ) ouverts,
- deuxième séquence: ( $T_1, T_3$ ) sont ouverts et ( $T_2, T_4$ ) fermés.

Le schéma équivalent du convertisseur correspondant à la première séquence est montré par la figure 3.5.

$$v_{c1}(t) + v_{c2}(t) = E \quad (\text{III.1})$$

donc

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} + C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = 0 \quad (\text{III.2})$$

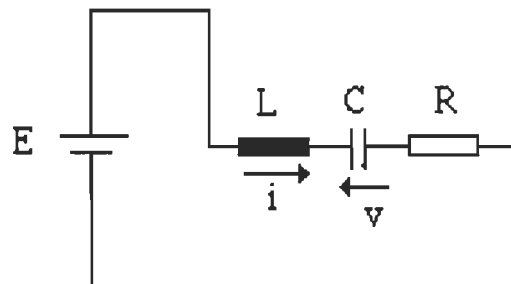


Fig. 3.5 Schéma équivalent du convertisseur pendant la première séquence

Le schéma équivalent du convertisseur pendant la deuxième séquence est représenté sur la figure 3.6

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement du convertisseur au cours de cette séquence sont

$$E = -L \frac{d i(t)}{dt} - R i(t) - v(t) \quad (\text{III.32})$$

et

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_i i(t) dt \quad (\text{III.33})$$

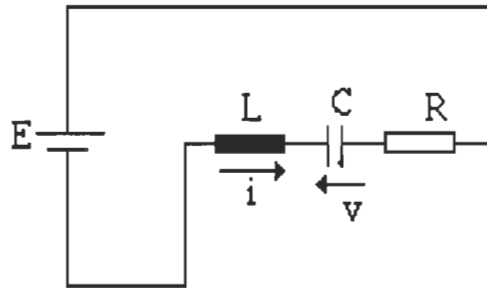


Fig.3.6 Schéma équivalent du convertisseur pendant la deuxième séquence.

Les équations exprimant les dérivées des variables d'état du convertisseur pendant cette séquence sont

$$\frac{d i(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i(t) - \frac{1}{L} v(t) - \frac{E}{L} \quad (\text{III.34})$$

$$\frac{d v(t)}{dt} = \frac{1}{C} i(t) \quad (\text{III.35})$$

Les équations (III.30), (III.31), (III.34) et (III.35) peuvent s'écrire sous la forme générale:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u \quad (\text{III.36})$$



où  $u$  est la grandeur de commande

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quand } (T_1, T_3) \text{ sont fermés et } (T_2, T_4) \text{ ouverts,} \\ -1 & \text{quand } (T_1, T_3) \text{ sont ouverts et } (T_2, T_4) \text{ fermés.} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

### III-3 Modélisation d'un onduleur de tension monophasé en pont alimentant une charge R-C-L parallèle-série

Le schéma du convertisseur est représenté par la figure 3.7. On suppose que les couples d'interrupteurs  $(T_1, T_3)$  et  $(T_2, T_4)$  sont complémentaires.

De même on considère une autre fois un fonctionnement à deux séquences.

- première séquence:  $(T_1, T_3)$  sont fermés et  $(T_2, T_4)$  ouverts,
- deuxième séquence:  $(T_1, T_3)$  sont ouverts et  $(T_2, T_4)$  fermés.

On définit les variables d'état comme étant:

- le courant dans l'inductance de charge que l'on dénote  $i$ ,
- la tension aux bornes du condensateur que l'on dénote  $v$ ,

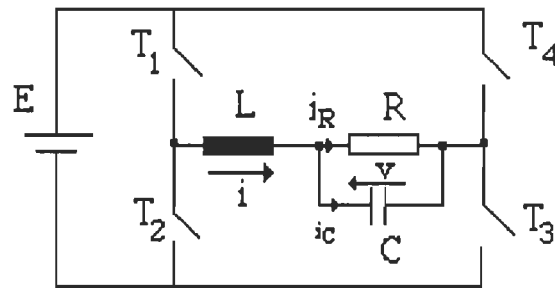


Fig. 3.7 Schéma d'un onduleur de tension avec charge R-C-L parallèle-série

Le schéma équivalent du convertisseur correspondant à la première séquence est montré sur la figure 3.8

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement du convertisseur au cours de cette séquence sont:

$$E = L \frac{d i(t)}{dt} + v(t) \quad (\text{III.41})$$

et

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_i i_c(t) dt \quad (\text{III.42})$$

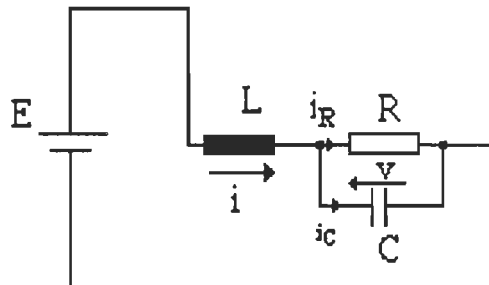


Fig. 3.8 Schéma équivalent du convertisseur pendant la première séquence

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement du convertisseur au cours de cette séquence sont:

or

$$i = i_R + i_c \quad (\text{III.43})$$

avec

$i_R$  : le courant passant à travers la charge R

$i_C$  : le courant passant à travers le condensateur C

on aura donc

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} + C \frac{d v(t)}{dt} \quad (\text{III.44})$$

Tenant compte de (III.41), (III.42), (III.43) et (III.43), on aura finalement les expressions des équations d'état

$$\frac{d i(t)}{dt} = - \frac{v(t)}{L} + \frac{E}{L} \quad (\text{III.45})$$

$$\frac{d v(t)}{dt} = \frac{1}{C} i(t) - \frac{1}{RC} v(t) \quad (\text{III.46})$$

Le schéma équivalent du convertisseur correspondant à la deuxième séquence est représenté sur la figure 3.9

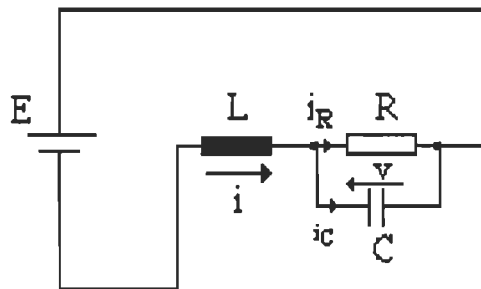


Fig. 3.9 Schéma équivalent du convertisseur pendant la deuxième séquence

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement du convertisseur pendant cette séquence sont

$$E = - L \frac{d i(t)}{dt} - v(t) \quad (\text{III.47})$$

et

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} + C \frac{d v(t)}{dt} \quad (\text{III.48})$$

Les équations d'état correspondantes à cette séquence seront alors

$$\frac{d i(t)}{dt} = -\frac{v(t)}{L} - \frac{E}{L} \quad (\text{III.49})$$

$$\frac{d v(t)}{dt} = \frac{1}{C} i(t) - \frac{1}{RC} v(t) \quad (\text{III.50})$$

Tenant compte des relations (III.46), (III.47), (III.49) et (III.50), les équations d'état du convertisseur peuvent s'écrire sous la forme générale

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \quad (\text{III.51})$$

où  $u$  est la grandeur de commande

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quand } (T_1, T_3) \text{ sont fermés et } (T_2, T_4) \text{ ouverts,} \\ -1 & \text{quand } (T_1, T_3) \text{ sont ouverts et } (T_2, T_4) \text{ fermés.} \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.53})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{III.54})$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.55})$$

### III-5 Modèle général

D'après l'étude précédente, on peut voir que le modèle d'état des trois convertisseurs présentés peut avoir une forme générale unique qui s'écrit:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \quad (\text{III.56})$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{c}^T \mathbf{x} \quad (\text{III.57})$$

avec

$$\mathbf{x}^T = [i \quad v] \quad (\text{III.58})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.59})$$

$$\mathbf{c}^T = [1 \ 0] \quad (\text{III.60})$$

Selon la structure du convertisseur la grandeur de commande  $u$  va prendre deux valeurs limites  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$ .

Ce modèle va être utilisé pour le développement de la commande par mode de glissement des onduleurs monophasés.

## CHAPITRE IV

### ÉLÉMENTS DE LA THÉORIE DE RÉGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

La théorie du réglage par mode de glissement couvre les systèmes à entrées et sorties simples ou multiples, les systèmes monovariables et multivariables, linéaires et non linéaires ainsi que les systèmes d'ordre élevé [4]. Cependant, seuls les systèmes à simple entrée - simple sortie seront traités et la terminologie s'y rapportant sera utilisée. De plus, il est important de mentionner que l'étude de ces systèmes s'effectue généralement dans l'espace d'état. Ainsi, toute mention de trajectoire, droite, plan, hyperplan, surface ou hypersurface sous-entend que l'espace d'état est utilisé.

#### IV-1 Systèmes de réglage à structures variables

La caractéristique distinctive principale des systèmes à structures variables - SSV, ( ang. "variable structure systems, VSS."), les groupant comme une classe des systèmes de commande, est que leur structure peut être modifiée en cours de fonctionnement selon un algorithme ou une loi de sélection de structure. Les instants auxquels la structure est modifiée sont déterminés non pas par une programmation fixe mais selon la valeur du signal d'erreur et de ses dérivés.

Le réglage par mode de glissement - MG, ( ang. " sliding mode control-SMC"), est un cas particulier de la commande par correcteur à structure variable. Pour expliquer l'idée de base de la commande par mode de glissement, considérons une équation différentielle continue par partie avec second membre discontinu sur une hypersurface de la forme

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (\text{IV.1})$$

où  $f$  est une fonction de dimension  $n$ ,  $x$  est le vecteur d'état de dimension  $n$ ,  $t$  est la variable temps,  $u$  est une fonction scalaire discontinu sur une surface définie par

$$S(x,t) = 0 \quad (\text{IV.2})$$

$S(x,t)$  est une fonction continue dépendante du vecteur d'état  $x$ . Si les trajectoires de l'équation différentielle (IV.1) sont hors de la surface de discontinuité ( figure 4.1), il est intuitivement plausible que les trajectoires originant la surface de discontinuité, demeurent (glissent) sur la surface de discontinuité ( la surface de glissement). Ceci impose alors certaines contraintes sur la dynamique du système. De plus, même si le second membre " $u$ " est perturbé , ces contraintes sur la dynamique d'un système sur la surface de discontinuité demeurent les mêmes tant que les trajectoires de l'équation perturbée pointent vers la surface de discontinuité ( à condition bien sûr que la surface de glissement ne soit pas perturbée).

Par un choix adéquat de la surface de glissement d'une commande continue par partie, les trajectoires du système peuvent être contraintes à

demeurer sur la surface de glissement et le comportement dynamique du système est alors complètement spécifié par cette surface de glissement. Cette invariance ainsi obtenue face aux variations de paramètres et à certaines perturbations est une caractéristique très importante dans plusieurs domaines de commande.



Fig.4.1 Orientation des trajectoires dans l'espace d'état permettant d'obtenir le mode de glissement

#### IV-2 Configurations de réglage [4]

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes, la première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction variable, tandis que la seconde change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [4].

##### IV-2-1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre- réaction d'état



Le système à régler est caractérisé par une grandeur de commande  $u(t)$  et une grandeur de sortie  $y(t)$  ( figure 4.2). Son comportement est décrit par le vecteur d'état  $x(t)$ . Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne  $-k_1^T$  soit par  $-k_2^T$  selon la position d'un commutateur. La tension de commande est amenée à l'organe de commande qui fournit la grandeur de commande  $u(t)$ .

Le choix de la contre- réaction d'état par  $-k_1^T$  ou  $-k_2^T$  se fait à l'aide de la fonction de commutation  $S(x,t)$  de la façon suivante.

$$u_{cm}(t) = u_{cm1}(t) = -k_1^T x(t) \text{ pour } S(x,t) > 0 \quad (IV.3)$$

$$u_{cm}(t) = u_{cm2}(t) = -k_2^T x(t) \text{ pour } S(x,t) < 0. \quad (IV.4)$$

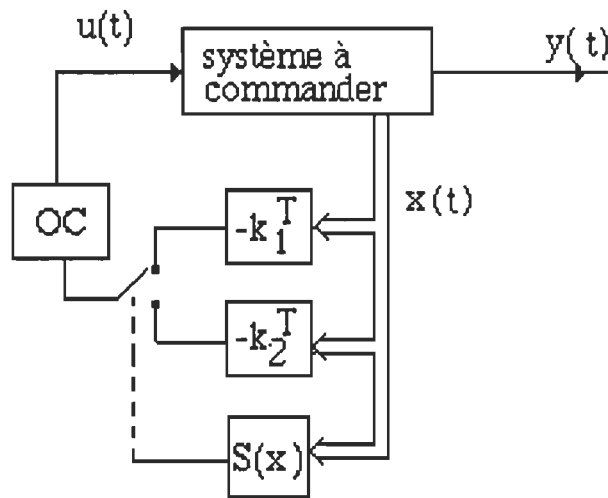


Fig.4.2 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre- réaction d'état variable

Avec une loi de commutation adéquate, on peut obtenir un régime transitoire stable même si les deux contre- réactions d'état peuvent donner, sur une base individuelle, un comportement instable ou à la limite de stabilité.

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée ( théoriquement infiniment élevée). Le système travaille alors en mode de glissement et le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition:

$$S(x,t) = 0 \quad (IV.5)$$

L'organe de commande reçoit dans ce cas un signal de commande  $u_{cm}(t)$  qui commute rapidement entre  $u_{cm1}(t)$  et  $u_{cm2}(t)$ , ce qui peut provoquer une forte sollicitation de commande.

#### IV-2-2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans cette configuration ( figure 4.3), l'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur de commande  $u(t)$  ne prenne que les deux valeurs constantes  $u_{min}$  et  $u_{max}$ . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation de la façon suivante:

$$u(t) = u_{max} \text{ pour } S(x,t) > 0, \quad (IV.6)$$

$$u(t) = u_{min} \text{ pour } S(x,t) < 0. \quad (IV.7)$$

Dans ce cas aussi il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée ( théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Le comportement dynamique du système existe alors également à la condition

$$S(x,t) = 0 \quad (IV.8)$$

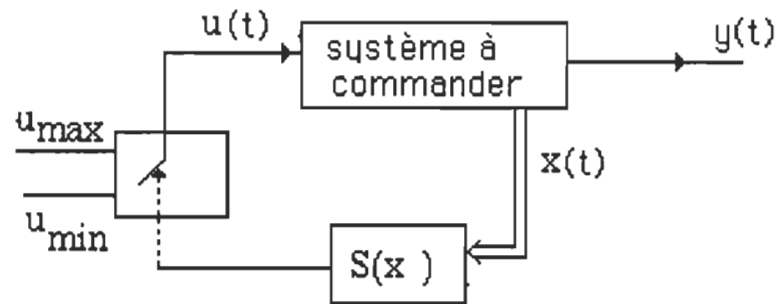


Fig. 4.3 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions, cependant avec une loi de commutation plus performante.

#### IV-3 Conditions de glissement et de convergence

Lors de l'élaboration d'une fonction de commande, deux conditions doivent être satisfaites, soit la condition de glissement et la condition de convergence. La loi de commande satisfaisant ces conditions n'est pas unique et plusieurs méthodes sont disponibles à fin de déterminer celle-ci.

##### IV-3-1 Condition de glissement

La condition de glissement stipule que toute la trajectoire se situant sur la surface de glissement  $S(x,t)$  doit y demeurer. Les conditions suivantes peuvent être utilisées pour définir la condition de glissement [ 20 ].

$$\lim \dot{S}(x,t) < 0 \quad \text{pour } S(x,t) \rightarrow 0+ \quad (\text{IV.9})$$

$$\lim \dot{S}(x,t) > 0 \quad \text{pour } S(x,t) \rightarrow 0- \quad (\text{IV.10})$$

Cette condition est suffisante pour que le mode de glissement existe. Une formulation plus pratique peut être utilisée soit [ 19 ]:

$$\lim dS^2(x,t)/dt^2 < 0 \quad \text{pour } S(x,t) \rightarrow 0 \quad (\text{IV.11})$$

qui équivaut aussi à:

$$\lim S(x,t) \cdot \dot{S}(x,t) < 0 \quad \text{pour } S(x,t) \rightarrow 0 \quad (\text{IV.12})$$

la condition de glissement (IV.12) est aussi nommée condition locale de glissement [ 19 ].

#### IV-3-2 Condition de convergence

La condition locale de glissement n'assure aucunement qu'une trajectoire se trouvant hors de  $S(x,t)$  se dirige vers  $S(x,t)$ . La condition suivante de convergence est utilisée pour corriger cette lacune.

$$dS^2(x,t)/dt^2 < -\Psi \cdot |S(x,t)| \quad \text{pour } S(x,t) \rightarrow 0 \quad (\text{IV.13})$$

qui équivaut à:

$$S(x,t) \cdot \dot{S}(x,t) < -\beta \cdot |S(x,t)| \quad \text{pour } S(x,t) \rightarrow 0. \quad (\text{IV.14})$$

où  $\Psi$  est une fonction de classe  $K$  continue et non décroissante avec  $\Psi(0)=0$  et  $\Psi(a) > 0$  si  $a > 0$  ). Si cette condition est satisfaite, alors, suite à toute condition initiale de  $S(x,t)$ , les trajectoires se dirigeront vers  $S(x,t)$ , [ 21]. Cette condition est aussi nommée condition globale de glissement lorsque

$S(x,t)$  est incluse dans la région visée par celle-ci.

$$d(S^2(x,t))/dt^2 < -\Psi \cdot |S(x,t)| \quad \text{pour tout } S(x,t) \quad (\text{IV.15})$$

ou encore

$$S(x,t) \cdot \dot{S}(x,t) < -\beta \cdot |S(x,t)| \quad \text{pour tout } S(x,t) \quad (\text{IV.16})$$

## CHAPITRE V

### APPLICATION DE LA THÉORIE DE RÉGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT POUR LA COMMANDE D'UN ONDULEUR MONOPHASÉ

Le fonctionnement d'un onduleur est déterminé par les commutations des interrupteurs associés au convertisseur d'une position de fermeture à une position d'ouverture et vice-versa. La modélisation dans l'espace d'état de ce fonctionnement établie dans le chapitre III, montre que la configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est adaptable à l'application de la commande des onduleurs . En effet, la commutation entre deux valeurs limites de la grandeur de commande est une caractéristique inhérente au système à commander.

Dans ce chapitre on va étudier l'application de la théorie de commande par mode de glissement sur les onduleurs de tension monophasée présentant un modèle de second ordre dans le plan d'état. Pour ce faire, on va considérer un modèle d'état généralisé regroupant les types de convertisseurs dont on a étudié la modélisation. Le modèle général dans l'espace d'état de cette famille d'onduleurs est donné par les équations (III.56), (III.57), (III.58), (III.59) et (III.60).

### V-1 Loi de commutation par contre-réaction d'état

#### V-1-1 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état

En analogie avec le réglage par contre-réaction d'état, il est judicieux de choisir pour la loi de commutation la relation

$$S(\mathbf{x},t) = -\mathbf{k}^T \mathbf{x} + k_w w \quad (\text{V.1})$$

où  $\mathbf{x}$  est le vecteur d'état du système à régler de dimension 2 et  $w$  la grandeur de référence.  $\mathbf{k}^T$  est un vecteur ligne de dimension 2 qui contient les coefficients de la contre-réaction d'état ( vecteur ligne de la contre-réaction d'état) et  $k_w$  est le coefficient scalaire de l'intervention directe de la grandeur de référence  $w$ .

On obtient alors la configuration représentée par la figure 5.1

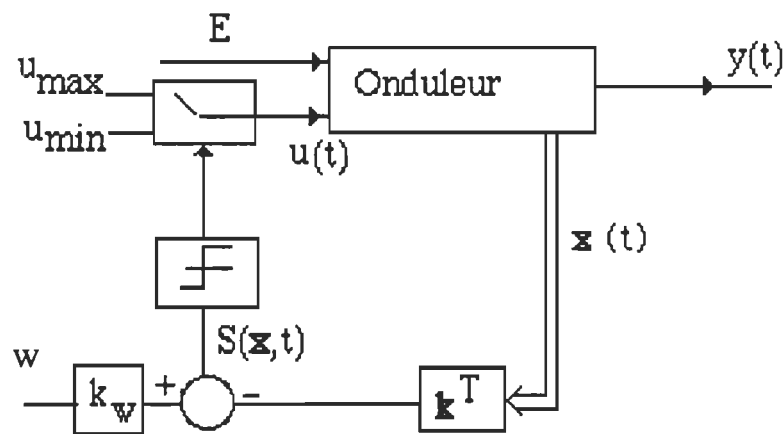


Fig 5.1 Configuration avec loi de commutation par contre- réaction d'état

Les relations (III.6) et (III.7) pour la grandeur de commande  $u$  restent toujours valables.

Elles peuvent être exprimées d'une manière plus compacte:

$$u = \frac{u_{\max} + u_{\min}}{2} + \frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \text{sign } S(x,t) \quad (\text{V.2})$$

où

$$\text{Sign } S(x,t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } S(x,t) > 0, \\ -1 & \text{pour } S(x,t) < 0. \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

#### V-1-2 Conditions de l'existence du mode de glissement

Comme on a déjà mentionné au chapitre précédent, il existe un mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continuellement entre les deux valeurs limites de la grandeur de commande soit  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$ . Ce phénomène peut être démontré à l'aide de la figure 5.2 pour le cas d'un système à régler à deux variables d'état  $x_1$  et  $x_2$

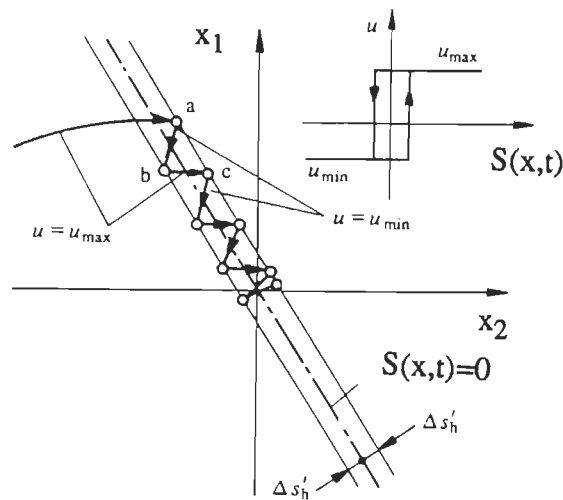


Fig 5.2 Démonstration du mode de glissement



On admet une hystérèse sur la loi de commutation  $S(\mathbf{x},t) = 0$ , par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta s'_h$ . Une trajectoire avec  $u = u_{\max}$  touche au point a le seuil de basculement inférieur, si avec  $u = u_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers la zone de l'hystérèse, elle touche au point b le seuil de basculement supérieur où a lieu une commutation sur  $u = u_{\max}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera au point c le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

Par la suite, supposons une hystérèse infiniment petite, ce qui facilitera les études théoriques. Soit l'état du système à un certain instant  $t = t_0$   $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$  et  $u = u_{\max}$ . Sous l'influence de cette grandeur de commande, le vecteur d'état varie dans un intervalle de temps infiniment petit  $dt$  de  $d\mathbf{x}'$ . Si  $S(\mathbf{x}_0 + d\mathbf{x}') < 0$ , il y a immédiatement une commutation de la grandeur de commande  $u$  sur  $u_{\min}$ . Avec cette grandeur de commande, il s'établit une variation du vecteur d'état de  $d\mathbf{x}''$ . Si  $S(\mathbf{x}_0 + d\mathbf{x}' + d\mathbf{x}'') > 0$ , il y a de nouveau une commutation sur  $u = u_{\max}$  et ainsi de suite, dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de

$$S(\mathbf{x},t) = -\mathbf{k}^T \mathbf{x} + k_w w = 0, \quad (\text{V.4})$$

par conséquent le vecteur d'état  $\mathbf{x}$  suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est alors infiniment élevée.

Cet examen du mode de glissement n'est pas très pratique, par conséquent on introduira la notion de commande équivalente qui donne un

critère simple et qui permet également de déterminer la trajectoire du vecteur d'état.

### V-1-3 Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système de réglage à structure variable fonctionne en mode de glissement, la loi de commutation respecte toujours la condition  $S(x,t) = 0$ , par conséquent la dérivée par rapport au temps doit être toujours nulle

$$\dot{S}(x,t) = 0 \quad (V.5)$$

Compte tenu de la loi de commutation (V.4) et de l'équation d'état (III.56), on peut faire la transformation suivante:

$$\dot{S}(x,t) = -k^T x + k_w w \quad (V.6)$$

$$= -k^T (Ax + bu) + k_w w = 0 \quad (V.7)$$

Afin que cette condition soit respectée en tout temps, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par grandeur de commande équivalente. De la relation (V.7) on tire

$$u_{eq} = -\frac{1}{k^T b} k^T (A x) + \frac{1}{k^T b} k_w \dot{w} \quad (V.8)$$

Il faut que  $k^T$  prenne une valeur non nulle pour que  $u_{eq}$  prenne une valeur finie. Ceci est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement.

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$  comme c'est présenté à la figure 5.3. Cette

interprétation permet immédiatement de formuler une condition pour l'existence du mode de glissement, en effet il faut que

$$u_{\min} < u_{eq} < u_{\max} \quad (IV.9)$$

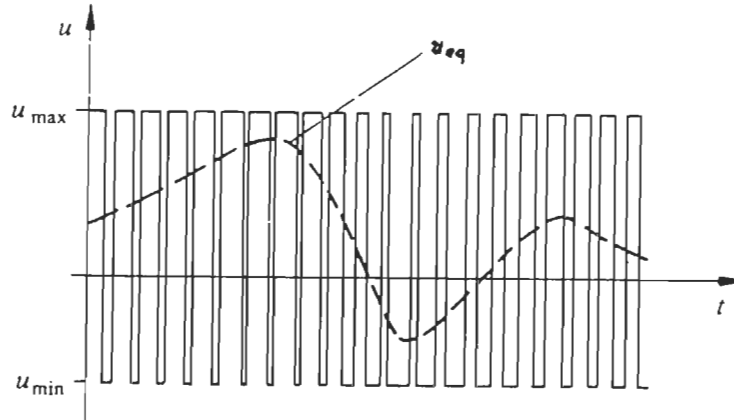


Fig 5.3 Grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne lors de la commutation rapide entre  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$

Cherchons la condition d'existence du mode de glissement pour un onduleur modélisé par l'équation (III.56) avec  $u$  appartenant à  $(u_{\max}, u_{\min})$

La loi de commutation en mode de glissement est toujours celle donnée par (V.1) avec

$$\mathbf{k}^T = [k_i \quad k_v] \quad (V.10)$$

donc

$$\mathbf{S}(\mathbf{x}, t) = -k_i i(t) - k_v v(t) + k_w w(t) \quad (V.11)$$

L'hyperplan de commutation se réduit à une droite de commutation. On

peut poser  $k_i = 1$ , en effet, seul le rapport entre les coefficients détermine la pente de la droite. On obtient donc la relation:

$$i(t) = k_w w(t) - k_v v(t) \quad (V.12)$$

D'après (V.8), la grandeur de commande équivalente est donnée par

$$u_{eq} = - \frac{1}{k^T b} k^T (A x) + \frac{1}{k^T b} k_w \dot{w} \quad (V.13)$$

dans le cas de la commande d'un onduleur,  $w(t)$  est une référence sinusoïdale décrite par:

$$w(t) = w_{max} \sin(\omega t) \quad (V.14)$$

où  $\omega$  est la pulsation de référence et  $w_{max}$  est la valeur maximale de référence

Tenant compte de (III.59), (III.60) et (V.10) et après quelques opérations on trouve:

$$u_{eq} = - \frac{a_{11} i + a_{12} v + k_v (a_{21} i + a_{22} v)}{b_1} + \frac{k_w}{b_1} w_{max} \omega \cos(\omega t) \quad (V.15)$$

dans le cas d'un onduleur en demi-pont tel qui introduit dans § (III.1), on a

$$a_{11} = -R/L \quad a_{21} = -1/2C \quad a_{12} = 1/L \quad a_{22} = 0 \quad (V.16)$$

$$b_1 = -E/L \quad (V.17)$$

La grandeur de commande équivalente aura pour expression:

$$u_{eq} = \frac{L}{E} \left[ i \left( -\frac{R}{L} - \frac{1}{2C} \right) + \frac{1}{L} v - k_w w_{max} \omega \cos \omega t \right] \quad (V.18)$$

Pour que le système travaille en mode de glissement, il faut satisfaire la condition (IV.9). Dans le cas d'un onduleur monophasé en demi-pont,

$$u_{\max} = 1 \quad \text{et} \quad u_{\min} = 0 \quad (\text{V.19})$$

il faut donc que

$$0 < u_{\text{eq}} < 1 \quad (\text{V.20})$$

#### V-1-4 Équation d'état en mode de glissement

L'équation d'état en mode de glissement est obtenue en remplaçant la grandeur de commande  $u$  par l'expression de la grandeur de commande équivalente.

$$\dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{A}^* \mathbf{x} + \mathbf{b}^* \dot{w} \quad (\text{V.21})$$

Les expressions de  $\mathbf{A}^*$  et  $\mathbf{b}^*$  sont obtenues en remplaçant la grandeur de commande  $u$  de l'équation (III.56) par l'expression de la grandeur de commande équivalente.

$$\mathbf{A}^* = \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{b} \mathbf{k}^T}{\mathbf{k}^T \mathbf{b}} \right) \mathbf{A} \quad (\text{V.22})$$

et

$$\mathbf{b}^* = \frac{k_w \mathbf{b}}{\mathbf{k}^T \mathbf{b}} \quad (\text{V.23})$$

La matrice  $\mathbf{A}^*$  est singulière (ceci peut être démontré en utilisant la forme canonique de  $\mathbf{A}^*$ ), et possède une valeur propre à l'origine du plan complexe, soit

$$s_1 = 0 \quad (\text{V.24})$$

en effet, les grandeurs d'état présentent une dépendance linéaire à cause de

(V.5).

Pour un onduleur modélisé par l'équation d'état (III.56) et (III.59)

$$\mathbf{A}^* = \begin{bmatrix} -a_{21} k_v & -a_{22} k_v \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{V.25})$$

et

$$\mathbf{b}_{\dot{w}}^* = \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.26})$$

On voit bien sur cet exemple que la matrice  $\mathbf{A}^*$  est singulière.

Pour un onduleur monophasé en demi-pont et en tenant compte des valeurs de  $a_{ij}$ , on aura

$$\mathbf{A}^* = \begin{bmatrix} -\frac{k_v}{2C} & 0 \\ -\frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.27})$$

et

$$\mathbf{b}_{\dot{w}}^* = \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.28})$$

Le système d'état en mode de glissement s'écrit donc

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_v}{2C} & 0 \\ -\frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_w w_{\max} \omega \cos \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.29})$$

#### IV-2 Détermination des coefficients de réglage par la méthode d'imposition des pôles

Pour déterminer les coefficients de réglage représenté par le vecteur  $\mathbf{k}^T$ , plusieurs méthodes peuvent être utilisées à savoir: la méthode de Lyapunov [4], la méthode de Pontryagin [4] en minimisant un critère quadratique ou bien la méthode d'imposition des pôles. Les deux premières méthodes ne permettent pas le dimensionnement de la loi de commutation d'une manière satisfaisante [4]. La méthode d'imposition des pôles permet de pallier cet inconvénient. A noter que l'imposition des pôles ne permet que de déterminer les coefficients de contre-réaction  $\mathbf{k}^T$ , par contre on n'obtient pas de valeur pour le coefficient  $k_w$  de l'intervention directe de la grandeur de référence. Pour sa détermination on fera appel à d'autres critères.

Pour la détermination des coefficients de contre-réaction, on montre qu'on doit faire intervenir une matrice de transformation  $\mathbf{T}$  [ 5 ].

##### IV-2-1 Relations pour l'imposition des pôles

Dans le cas d'un modèle de second ordre l'équation caractéristique en mode de glissement est:

$$P(s) = \det (s\mathbf{I} - \mathbf{A}^*) = s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0 = (s - p_1)(s - p_2) \quad (\text{V.30})$$

Où les coefficients  $\alpha_1$  et  $\alpha_0$  du polynôme caractéristique  $P(s)$  sont en relation évidente avec les pôles imposés  $p_1$  et  $p_2$ .

Le problème consiste en la détermination du vecteur ligne  $\mathbf{k}^T$  de la contre-réaction d'état afin que la matrice  $\mathbf{A}^*$  prenne les valeurs propres qui sont égales aux deux pôles imposés.

#### IV-2-2 Transformation linéaire de l'équation d'état

On soumet le vecteur d'état  $x$  à une transformation linéaire

$$x_t = T x \quad (V.31)$$

où  $x_t$  est le vecteur d'état transformé et  $T$  est la matrice de transformation. Le vecteur  $x_t$  possède la dimension 2, comme le vecteur d'état original  $x$ , la matrice de transformation  $T$  doit être carrée ( $2 \times 2$ ) et régulière. Lorsqu'on remplace dans l'équation d'état  $x$  par  $T^{-1} x_t$ , on obtient

$$\dot{x}_t = A_t x_t + b_t u \quad (V.32)$$

avec:

$$A_t = T A T^{-1} \text{ et } b_t = T b \quad (V.33)$$

La loi de commutation devient

$$S(x,t) = -k_t^T x_t + k_w w \quad (V.34)$$

avec

$$k_t^T = k^T T \quad (V.35)$$

Face à cette transformation, la grandeur de commande, la grandeur de commande équivalente ainsi que les pôles du système en mode de glissement restent invariantes [ 5 ].

Les équations d'état en mode de glissement gardent les mêmes expressions tout en associant l'indice  $t$  à tous les vecteurs et matrices.

#### IV-2-3 Détermination de la matrice de transformation

On détermine la matrice de transformation  $T$  qui permet de transformer la matrice  $A$  et le vecteur  $b$  du système à régler original sous la forme canonique de réglage selon



$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{b}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.36})$$

On décompose la matrice de transformation  $\mathbf{T}$  en ses lignes selon

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_1^T \\ \mathbf{t}_2^T \end{bmatrix} \quad (\text{V.37})$$

Ainsi compte tenu de la définition de la forme canonique de réglage on obtient la relation

$$\mathbf{A}_r \mathbf{T} = \mathbf{T} \mathbf{A}$$

En décomposant cette équation matricielle on aboutit explicitement au système d'équations suivant:

$$\mathbf{t}_2^T = \mathbf{t}_1^T \mathbf{A} \quad (\text{V.38})$$

et

$$-a_0 \mathbf{t}_1^T - a_1 \mathbf{t}_2^T = \mathbf{t}_2^T \mathbf{A} \quad (\text{V.39})$$

D'après la relation  $\mathbf{b}_r = \mathbf{T} \mathbf{b}$ , on tire par décomposition

$$0 = \mathbf{t}_1^T \mathbf{b} \quad \text{et} \quad 1 = \mathbf{t}_2^T \mathbf{b} \quad (\text{V.40})$$

Tenant compte de la première relation de (V.38) et (V.39), on aura

$$0 = \mathbf{t}_1^T \mathbf{b} \quad \text{et} \quad 1 = \mathbf{t}_1^T \mathbf{A} \mathbf{b} = \mathbf{t}_2^T \mathbf{b} \quad (\text{V.41})$$

Il est donc possible de réunir ces équations par écriture matricielle en

$$\mathbf{t}_1^T [\mathbf{b} \quad \mathbf{A}\mathbf{b}] = [0 \quad 1] \quad (\text{V.42})$$

Ici on voit apparaître la matrice de commandabilité [5] définie pour un système de second ordre comme étant:

$$\mathbf{Q}_c = [ \mathbf{b} \quad \mathbf{Ab} ] \quad (\text{V.43})$$

Ainsi la première ligne  $\mathbf{t}_1^T$  de la matrice de transformation s'obtient par

$$\mathbf{t}_1^T = [ 0 \quad 1 ] \mathbf{Q}_c^{-1} \quad (\text{V.44})$$

La deuxième ligne peut être calculée à l'aide de la deuxième relation de (V.38), et on trouve ainsi la matrice de transformation  $\mathbf{T}$ .

#### IV-2-4 Relations générales pour la détermination du vecteur ligne de la contre-réaction

Compte tenu des résultats obtenus au paragraphe précédent, et afin d'éviter l'inversion de la matrice de commandabilité  $\mathbf{Q}_c$ , on peut écrire la relation (V.44) sous la forme:

$$\mathbf{t}_1^T \mathbf{Q}_c = [ 0 \quad 1 ] \quad (\text{V.45})$$

On obtient ainsi un système d'équations linéaires, permettant de déterminer les deux éléments du vecteur ligne  $\mathbf{t}_1^T$ . La matrice de commandabilité  $\mathbf{Q}_c$  doit être régulière en tout cas. Ceci signifie que le système à commander doit être commandable afin qu'on puisse appliquer la contre- réaction d'état en mode de glissement.

Déterminons maintenant le vecteur ligne de la contre-réaction d'état à l'aide de la forme canonique de réglage. Dans ce but ce vecteur ligne sera exprimé par:

$$\mathbf{k}_r^T = [k_{r1} \quad k_{r2}] \quad (\text{V.46})$$

En utilisant la forme canonique de la matrice  $\mathbf{A}$  et du vecteur  $\mathbf{b}$  et tenant compte de (V.36) et de (V.15), on peut trouver la matrice d'état en mode de glissement sous sa forme canonique soit

$$\mathbf{A}_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -k_{r1} \end{bmatrix} \quad (\text{V.47})$$

pour cette matrice, on peut établir une autre expression, en se basant sur les coefficients du polynôme caractéristique [5], à savoir

$$\mathbf{A}_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.48})$$

Par identification des éléments de la dernière ligne, on trouve

$$\alpha_0 = 0 \quad \text{et} \quad \alpha_1 = k_{r1} \quad (\text{V.49})$$

et

$$k_{r2} = k_{r1}/\alpha \quad (\text{V.50})$$

Compte tenu de (V.46) et (V.50) le vecteur ligne de contre-réaction peut être écrit

$$\mathbf{k}^T = k_{r2} [\alpha_1 \quad 1] \mathbf{T} \quad (\text{V.51})$$

Selon le théorème de Viète, le coefficient  $\alpha_0$  du polynôme caractéristique est en relation avec le produit des pôles imposés, à savoir

$$\alpha_0 = p_1 p_2 \quad (\text{V.52})$$

La première relation de (V.49) implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine.

#### IV-2-5 Détermination du coefficient de contre-réaction $k_v$

L'étude préliminaire précédente nous permet de déterminer la valeur du coefficient de contre- réaction de la variable d'état  $v$ , soit  $k_v$ . La valeur du coefficient de contre- réaction du courant étant choisie égale à 1.

La matrice de commandabilité étant d'après (V.43)

$$Q_c = [b \quad Ab] = \begin{bmatrix} b_1 & a_{11} b_1 \\ 0 & a_{21} b_1 \end{bmatrix} \quad (V.53)$$

Pour que le système soit commandable il faut que  $Q_c$  soit régulière ce qui équivaut à la condition

$$\det(Q_c) = a_{21} b_1^2 \neq 0 \quad (V.54)$$

Dans le cas d'un onduleur en demi-pont la matrice  $Q_c$  est régulière,

$$\det(Q_c) = -(E/L)(1/2C) \neq 0 \quad (V.55)$$

donc le système est commandable.

La relation ( V.42 ) donnant la première ligne du vecteur de transfert devient

$$t_1^T Q_c = [t_1 \quad t_2] \begin{bmatrix} \frac{-E}{L} & \frac{RE}{L^2} \\ 0 & -\frac{E}{2LC} \end{bmatrix} = [0 \quad 1] \quad (V.56)$$

D'où l'on tire la solution de cette égalité, soit

$$t_1 = 0 \quad \text{et} \quad t_2 = -2LC/E \quad (\text{V.57})$$

La deuxième ligne de la matrice  $T$  s'obtient d'après ( V.38) par

$$t_2^T = t_1^T A = [ L/E \quad 0] \quad (\text{V.58})$$

Il faut maintenant placer les deux pôles du système en mode de glissement. Le premier doit être imposé à l'origine, le deuxième peut être choisi arbitrairement, soit  $p_1$  que l'on dénote

$$p_1 = -\rho \quad (\text{V.59})$$

Le polynôme caractéristique devient

$$P(s) = s^2 + \rho s \quad (\text{V.60})$$

on a donc

$$\alpha_1 = \rho \quad (\text{V.61})$$

D'après(V.53 ), on obtient pour le vecteur ligne de contre-réaction d'état

$$k^T = k_{r2} [ \alpha_1 \quad 1] T = k_{r2} [ \rho \quad 1] T \quad (\text{V.62})$$

si on impose

$$k_i = 1 \quad (\text{V.63})$$

la solution de  $k_{r2}$  est

$$k_{r2} = E/L \quad (\text{V.64})$$

ce qui permet de déterminer le coefficient  $k_v$ , soit

$$k_v = - 2 \rho C \quad (\text{V.65})$$

### V-2-6 Considérations concernant le choix des pôles

Comme on a vu précédemment un des deux pôles doit être forcément imposé à l'origine. Ceci est dû au fait que la matrice  $A^*$  est singulière. Le deuxième pôle peut être choisi librement, évidemment, il est indispensable qu'il possède une valeur réelle négative afin de garantir un comportement stable du fonctionnement en mode de glissement. De plus, il faut garantir un amortissement relatif optimal [4], il doit se trouver à gauche d'une droite limité par  $\rho_{\min}$  (valeur minimale de  $\rho$ ). Plus on déplace le pôle vers la gauche, plus le réglage par mode de glissement devient rapide. Cependant, pour un réglage rapide, le domaine du mode de glissement peut se restreindre de manière inacceptable.

## V-3 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la référence

### V-3-1 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire

Le domaine de fonctionnement en mode de glissement est limité par la condition sur la grandeur de commande équivalente

$$u_{\min} \leq u \leq u_{\max} \quad (V.66)$$

L'équation d'état en mode de glissement étant donnée par (V.21), en régime stationnaire elle devient

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}^* \mathbf{x}_s + \mathbf{b}^* \dot{w} w_s \quad (V.67)$$

Puisque la matrice  $A^*$  est singulière, il n'est pas possible de tirer immédiatement le vecteur  $\mathbf{x}_s$ . Il faut aborder le problème par un autre procédé. Dans ce but on part de l'équation d'état du système non réglé, elle

devient en régime stationnaire

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A} \mathbf{x}_s + \mathbf{b} u_{eqs} \quad (\text{V.68})$$

De plus on doit tenir compte de la loi de commutation

$$-\mathbf{k}^T \mathbf{x}_s + k_w w_s = 0 \quad (\text{V.68})$$

où

$$\mathbf{x}_s = [i_s \quad v_s]^T \quad (\text{V.69})$$

on peut tirer  $i_s$ , soit

$$i_s = -k_v v_s + k_w w_s \quad (\text{V.70})$$

Ainsi le vecteur d'état  $\mathbf{x}_s$  devient

$$\mathbf{x}_s = \begin{bmatrix} i_s \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_v \\ 1 \end{bmatrix} v_s + \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \end{bmatrix} w_s \quad (\text{V.71})$$

Lorsqu'on introduit cette relation dans (V.68), on aura l'équation suivante

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A} \begin{bmatrix} -k_v \\ 1 \end{bmatrix} v_s + \mathbf{b} u_{eqs} + \mathbf{A} \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \end{bmatrix} w_s \quad (\text{V.72})$$

On peut réunir  $v_s$  et  $u_{eqs}$  en un même vecteur de dimension 2, la relation (V.72) peut être alors écrite sous la forme

$$\mathbf{A} \begin{bmatrix} -k_v & | \\ 1 & | \mathbf{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s \\ u_{eqs} \end{bmatrix} + \mathbf{A} \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \end{bmatrix} w_s = \dot{\mathbf{x}}_s \quad (\text{V.73})$$

La matrice juxtaposée

$$\mathbf{F} = \left[ \mathbf{A} \begin{bmatrix} -\mathbf{k}_v & | \\ 1 & | \mathbf{b} \end{bmatrix} \right] \quad (\text{V.74})$$

est une matrice carré d'ordre 2 régulière, lorsque le mode de glissement existe

$$\begin{bmatrix} v_s \\ u_{eq_s} \end{bmatrix} = -\mathbf{F}^{-1} \mathbf{A} \begin{bmatrix} 0 \\ k_w \end{bmatrix} \quad (\text{V.75})$$

#### V-3-2 Détermination de $k_w$

Pour la grandeur de sortie, on a

$$y_s = \mathbf{c}^T \mathbf{x}_s = i_s \quad (\text{IV.76})$$

Lorsqu'on exprime  $i_s$  par (V.71) et compte tenu de la relation (V.73), il est possible d'écrire (V.76) sous la forme

$$y_s = \begin{bmatrix} -k_v & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v^s \\ u_{eq_s} \end{bmatrix} + k_w w_s \quad (\text{V.77})$$

avec  $y_s = w_s$  et en tenant compte de (V.75), l'expression donnant le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de la consigne pourra être calculé par:

$$1 = \begin{bmatrix} -k_v & 0 \end{bmatrix} -\mathbf{F}^{-1} \mathbf{A} \begin{bmatrix} 0 \\ k_w \end{bmatrix} + k_w \quad (\text{V.78})$$



Pour un onduleur défini comme précédemment, le coefficient  $k_w$  est donné par

$$k_w = \frac{k_v a_{21} - a_{22}}{k_v (a_{21} - a_{22}) - a_{22}} \quad (\text{V.79})$$

Pour l'exemple de l'onduleur monophasé en demi-pont, le coefficient  $k_w$  aura pour expression

$$k_w = 1/(1-2pC) \quad (\text{V.80})$$

#### V-4 Résultats de simulation

La simulation de la commande est effectuée pour un onduleur monophasé en demi-pont avec les valeurs des paramètres suivants

$$E = 30 \text{ V} \quad R = 5 \Omega \quad L = 30 \text{ mH} \quad C = 100 \mu\text{F} \quad (\text{V.81})$$

La fréquence maximale de commutation est fixée à 10 kHz, le pôle  $p$  est assigné à -100.

La valeur de l'amplitude du courant de référence est de 2A, celle de la fréquence est de 60 Hz. On a utilisé la méthode d'intégration de Runge-Kutta 4 ième ordre pour la résolution numérique des équations différentielles. Le logiciel MATLAB est utilisé comme pour la simulation.

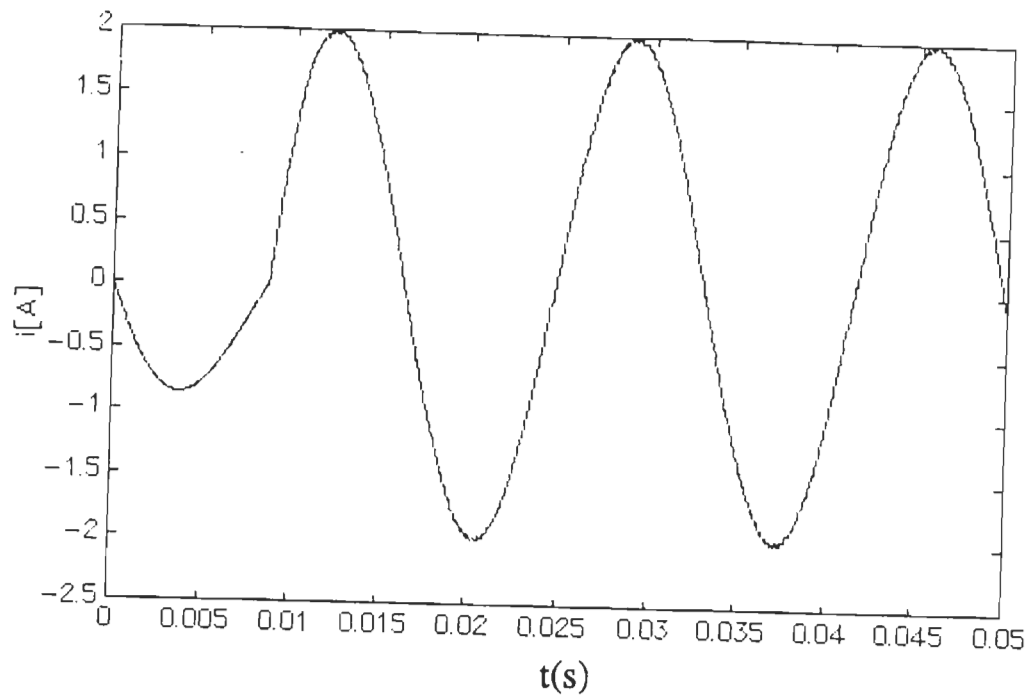


Fig.5.4 Courant dans la charge

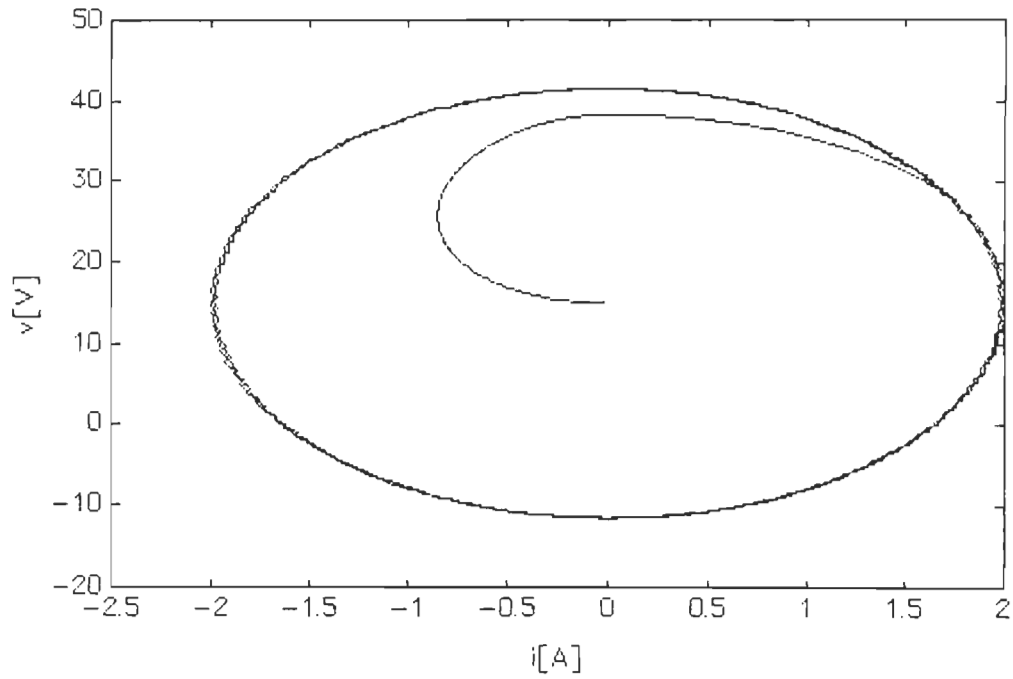


Fig.5.5 Plan d'état

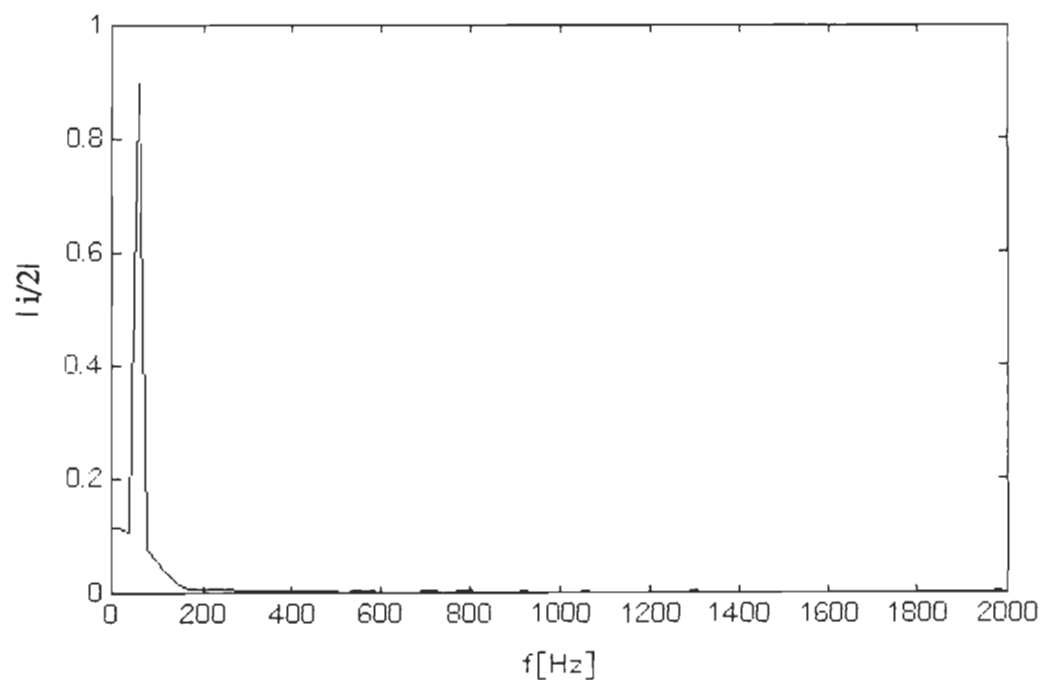


Fig.5.6 Spectre en fréquences du courant dans la charge

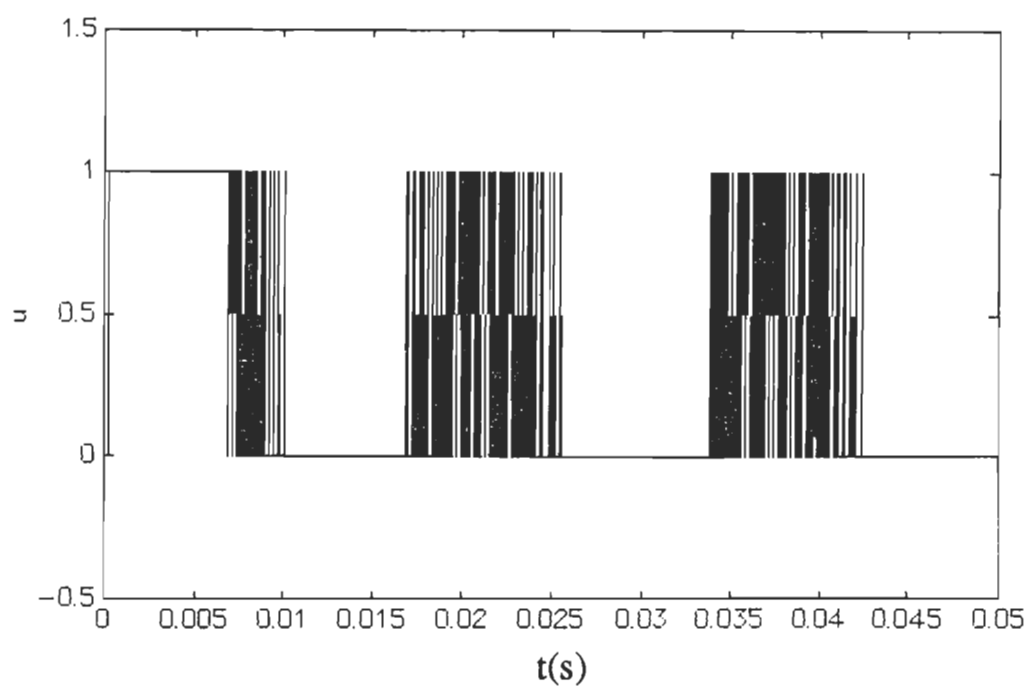


Fig.5.7 Variable de commande u

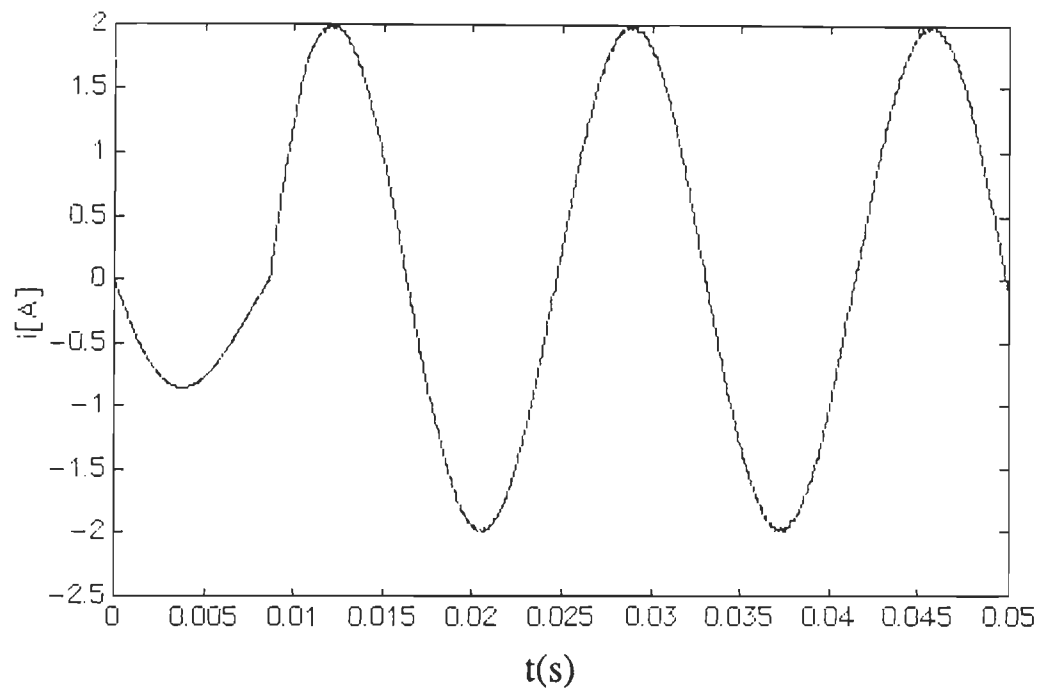


Fig.5.8 Effet de la variation de la charge de 50% à  $t = 0.025$  s

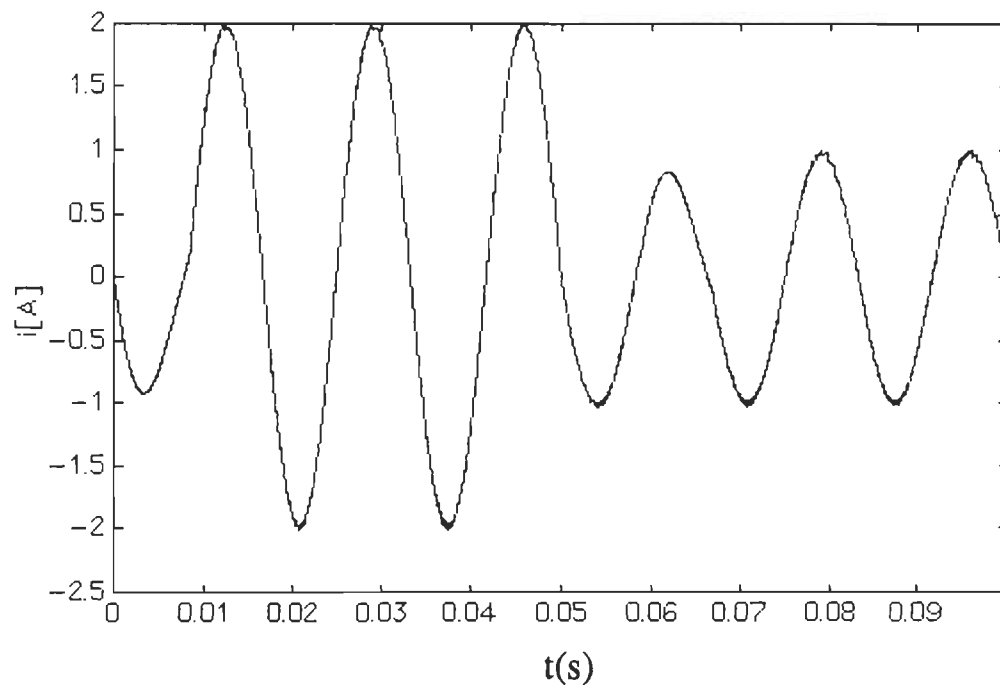


Fig.5.9 Effet de la variation de l'amplitude du courant de référence à  $t = 0.05$  s

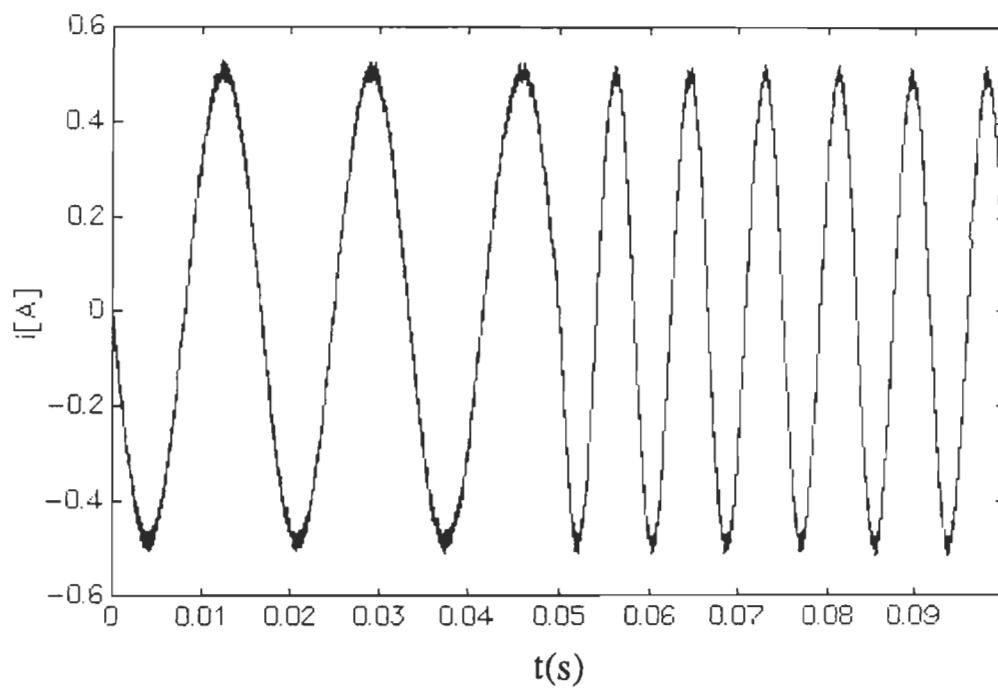


Fig.5.10 Effet de variation de la fréquence de référence à  $t = 0.05$  s

## CHAPITRE VI

### ÉLÉMENTS GÉNÉRAUX DE LA MÉTHODE GÉOMÉTRIQUE POUR L'ÉTUDE DES SYSTÈMES NON-LINÉAIRES

Le présent chapitre expose quelques éléments de la théorie de Poincaré (1880-1886) sur les courbes définies par une équation différentielle du type

$$\frac{dx}{P(x,y)} = \frac{dy}{Q(x,y)} \quad (\text{VI.1})$$

où P et Q sont des polynômes en x et y [8].

Cette théorie est appliquée aux problèmes techniques depuis Andronov (1929). Dans cette étude, on se limite aux systèmes de second ordre, si l'ordre du système devient plus élevé, l'étude va être beaucoup plus complexe.

#### VI-1 Notions de trajectoires d'état et points singuliers [9]

Soit le système régi par les équations différentielles

$$\dot{x} = P(x,y) \quad \dot{y} = Q(x,y) \quad (\text{VI.2})$$

Son état à l'instant t est représenté par le point x(t), y(t); son comportement, par la trajectoire de ce point dans le plan (x,y) lorsque t varie. En particulier, une trajectoire fermée représente un régime périodique (autooscillation).

P et Q étant des polynômes, la condition de Lipschitz est satisfaite: pour chaque point du plan passe une seule trajectoire . Font exception les points où

$$P(x,y) = 0 \quad Q(x,y) = 0 \quad (\text{VI.3})$$

appelés points singuliers.

De (VI.2) et (VI.3), on peut déduire que, abandonné en un point singulier, le système y demeure: les points singuliers sont donc des positions d'équilibre. Si le système est linéaire il existe un seul point singulier.

Les trajectoires d'état se construisent en remarquant que la tangente à la trajectoire passant au point (x,y) a pour pente

$$q = \frac{Q(x,y)}{P(x,y)} \quad (\text{VI.4})$$

#### VI-1-1 Points singuliers

Considérons un système d'état de second ordre défini par les équations différentielles (III.56, III.59), l'équation caractéristique de ce système est

$$\lambda^2 - (\alpha_{11} + \alpha_{22}) \lambda + \alpha_{11} \alpha_{22} - \alpha_{21} \alpha_{12} = 0 \quad (\text{VI.5})$$

Si on effectue un changement de variable de la forme

$$\mathbf{x} = \Gamma \cdot \mathbf{z} \quad (\text{VI.6})$$

avec

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \quad \mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.7})$$

Les coefficients de chaque colonne de la matrice de passage  $\Gamma$  sont les composantes dans la base (x, y) de chaque vecteur de la valeur (z<sub>1</sub>, z<sub>2</sub>). Dans

la nouvelle base, l'équation du système devient

$$\dot{\mathbf{z}} = \Gamma^{-1} \mathbf{A} \Gamma \mathbf{z} \quad (\text{VI.8})$$

Cette équation a la forme

$$\dot{z}_1 = \lambda_1 z_1 \quad \dot{z}_2 = \lambda_2 z_2 \quad (\text{VI.9})$$

si  $\Gamma^{-1} \mathbf{A} \Gamma$  est diagonale, où  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont les valeurs propres de  $\mathbf{A}$ .

Cela se produit si les colonnes de  $\Gamma$  sont les vecteurs propres de  $\mathbf{A}$ . Dans le système de coordonnées  $(z_1, z_2)$ , les propriétés du système s'étudient facilement. Toutes les trajectoires sont homothétiques à cause de l'homogénéité. Par l'origine passent deux trajectoires, donc les pentes (par rapport aux axes  $oz_1, oz_2$ ) des deux trajectoires rectilignes passant par l'origine. Le comportement du système dépend des valeurs propres  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ .

### VI-1- 2 Classification des points singuliers

Selon les valeurs propres de  $\mathbf{A}$ , on est amené à distinguer quatre cas

#### VI-1- 2- 1 Valeurs propres réelles de même signe

Les équations à variables séparées (VI.9) s'intègrent immédiatement, le comportement du système, à partir de la condition initiale  $(x_0, y_0)$  est donné par

$$z_1 = z_{10} \exp(\lambda_1 t) \quad z_2 = z_{20} \exp(\lambda_2 t) \quad (\text{VI.10})$$

Si  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont négatifs, le point représentatif tend pour  $t$  infini vers l'origine des coordonnées. L'équilibre est stable, le point singulier est appelé



dans ce cas noeud (fig.6.1).

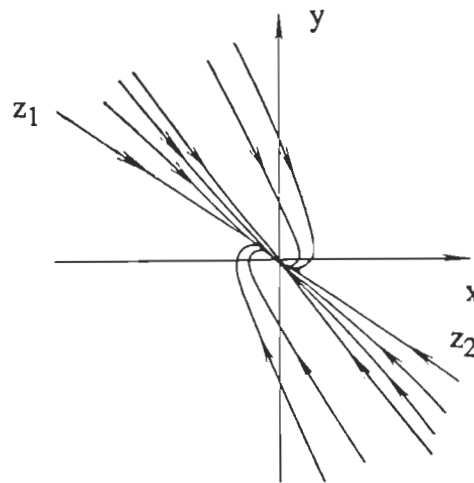


Fig.6.1 Noeud stable

Si  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont positifs, il y a instabilité; le système s'éloigne de l'équilibre (fig.6.2). Le point singulier correspond à un noeud instable.

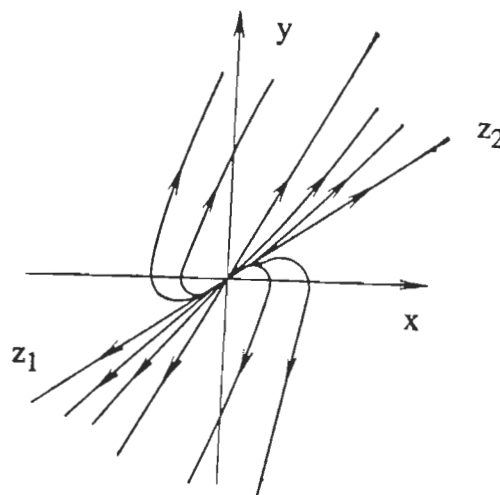


Fig.6.2 noeud instable

Signalons deux cas particuliers:

• si  $a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0$ , une des valeurs propres est nulle et le noeud est dégénéré (fig.6.3).

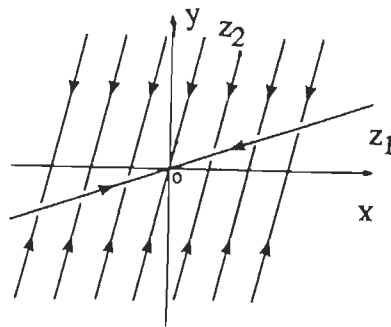


Fig.6.3 Noeud dégénéré.

• lorsque les valeurs propres sont égales ( $\lambda_1 = \lambda_2$ ), les trajectoires figurent en étoile (fig.6.4).

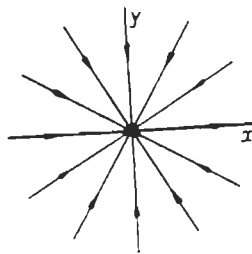


Fig.6.4 Étoile

### VI-1- 2- 2 Valeurs propres réelles de signe opposé

Les trajectoires auront l'allure représentée à la figure 6.5. Deux trajectoires passent par l'origine, l'une  $oz_1$  y aboutissant, l'autre  $oz_2$  en partant; la première joue le rôle de séparatrice entre les conditions initiales qui conduisent  $z_2$  respectivement à plus ou moins l'infini.

Un tel point singulier s'appelle col. C'est une position d'équilibre instable.

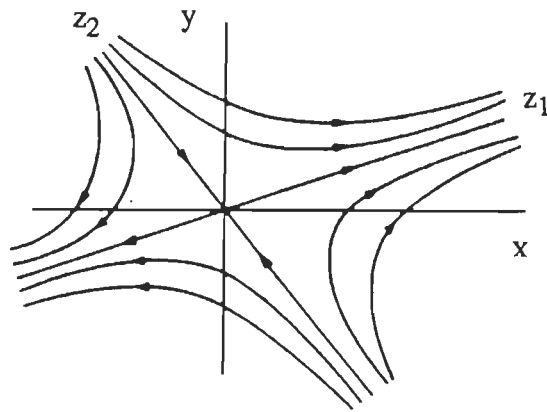


Fig.6.5 Col

### VI-1- 2- 3 Valeurs propres complexes

si  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont complexes

$$\lambda_1 = \mu + i v \quad \lambda_2 = \mu - i v \quad (VI.11)$$

on a

$$z_1 = z_{10} \exp \mu t \exp i v t \quad z_2 = z_{20} \exp \mu t \exp -i v t \quad (VI.12)$$

mais  $z_1$  et  $z_2$  sont eux mêmes complexes. En considérant le point réel de coordonnées

$$\frac{1}{2} \left( \frac{z_1}{z_{10}} + \frac{z_2}{z_{20}} \right) \quad \frac{1}{2 i} \left( \frac{z_1}{z_{10}} - \frac{z_2}{z_{20}} \right) \quad (VI.13)$$

on trouve que sa distance à l'origine est  $\exp (\mu t)$ , son angle polaire  $v t$ . Le

point représentatif tend vers l'origine en spiralant si  $\mu < 0$ , s'éloigne en spiralant si  $\mu > 0$ , on parle d'un foyer stable dans le premier cas, instable dans le second tel que c'est représenté à la figure 6.6.

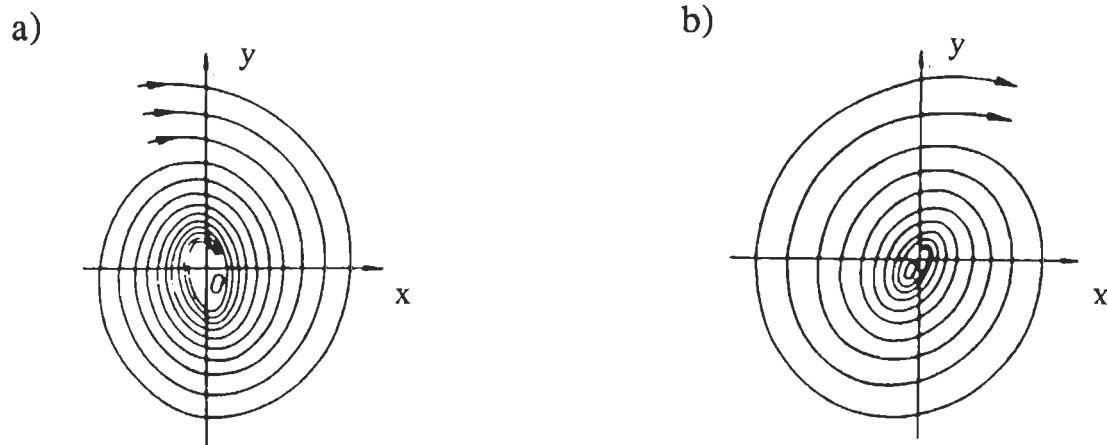


Fig.6.6. Foyer; a) stable, b) instable

#### VI-1- 2- 4 Valeurs propres imaginaires pures

Si  $a_{11} + a_{22} = 0$ , les valeurs propres de  $A$  sont imaginaires pures, soit  $\pm i\omega$ . Le point définie par (VI.13) décrit un cercle de centre 0. Les trajectoires dans le plan  $(z_1, z_2)$  sont des ellipses centrées à l'origine. Le point singulier s'appelle centre ou sommet (fig.6.7).

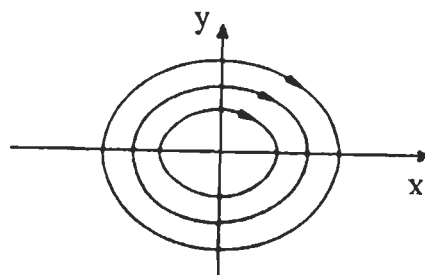


Fig.6.7 Sommet

La nature du point singulier dépend des valeurs propres de  $A$ , racines de l'équation caractéristique (VI.6). L'équilibre est atteint si les deux valeurs propres ont une partie réelle négative (noeud ou foyer stable).

## VI-2 Cycle limite [8, 9]

Les cycles limites sont définies par Poincaré comme étant les trajectoires fermées auxquelles les trajectoires voisines sont asymptotiques. Elles représentent des oscillations limites et des autooscillations.

La figure (6.8) schématise un cycle limite stable.

À la figure (6.9) est schématisé un cycle limite instable. Une telle trajectoire n'a pas d'existence physique en tant qu'oscillation, mais constitue une séparatrice de chaque côté de laquelle les trajectoires s'éloignent (vers d'autres points singuliers ou vers l'infini). La figure (6.10) montre la configuration des trajectoires en présence de deux cycles limites respectivement stable et instable intérieur l'un à l'autre.

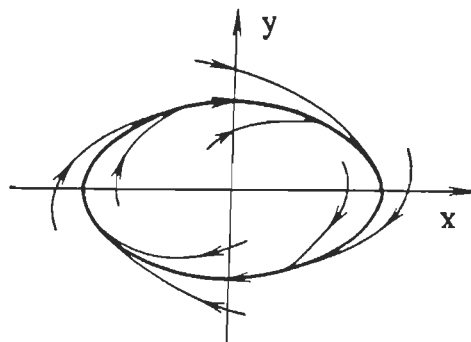


Fig.6.8 Cycle stable

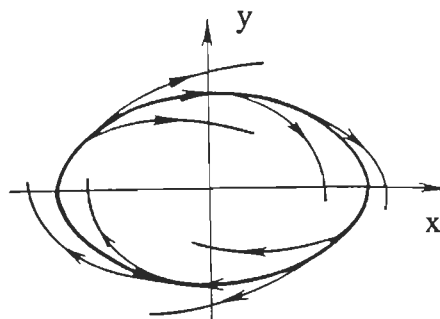


Fig.6.9 Cycle instable

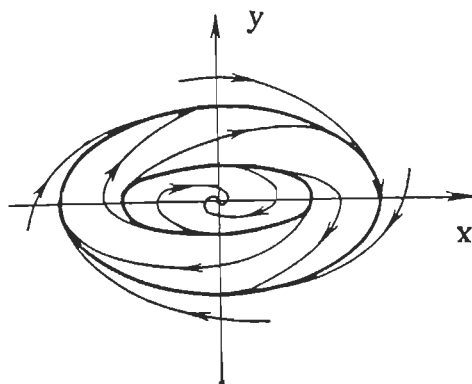


Fig.6.10 Présence de deux cycles limites

Signalons le cas particulier du cycle limite semi-stable: les trajectoires tendent vers lui d'un côté, s'en éloignent de l'autre, de sorte que c'est une trajectoire instable. La Figure (6.11) montre un tel cycle semi-stable comme confusion de deux cycles, un stable l'autre instable.

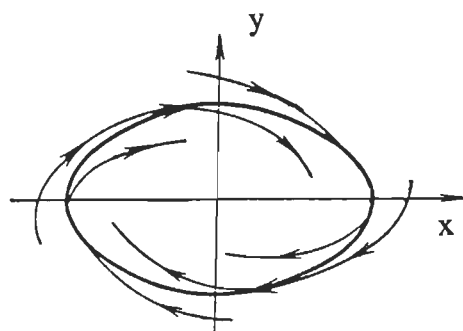


Fig.6.11 Cycle semi-stable

## CHAPITRE VII

### COMMANDE PAR LIEU GÉOMÉTRIQUE DANS LE PLAN D'ÉTAT D'UN ONDULEUR MONOPHASÉ

Une trajectoire limite [1] est représentée par une courbe fermée et isolée dans le plan d'état et correspond au régime permanent d'un mode de fonctionnement. Pour certains systèmes, la trajectoire limite dans le plan d'état reflète une instabilité indésirable, ce qui n'est pas le cas pour les convertisseurs de l'électronique de puissance pour lesquels cette trajectoire définit le fonctionnement normal des séquences de commutation des interrupteurs. Le problème à étudier pour le cas des convertisseurs statiques est de trouver les séquences optimales des lois de commutation afin d'avoir une faible largeur de la trajectoire, donc des limites les plus faibles possible.

L'approche géométrique pour la commande des commutations des convertisseurs est étudiée surtout pour les convertisseurs de puissance courant continu - courant continu (CC-CC).

Toutes les commandes utilisées pour les convertisseurs courant continu - courant alternatif peuvent avoir des interprétations géométriques basées sur la notion de limite de commutation. Pour les onduleurs triphasés l'interprétation géométrique devient assez compliquée.

Dans ce chapitre on va présenter une méthode de commande d'un onduleur de tension monophasé, dont la structure est celle en demi-pont et

alimentant une charge R-L, utilisant le principe de limite de commutation dans le plan d'état en imposant une trajectoire asymptotique.

### VII-1 Méthodologie de design de la commande

Pour élaborer le schéma de commande des interrupteurs d'un convertisseur dans le plan d'état en utilisant une approche géométrique, il faut suivre les étapes suivantes:

- déterminer les trajectoires d'état du convertisseur pour chaque mode de fonctionnement.
- définir la famille des trajectoires pour un modèle asymptotique.
- déterminer les limites de commutation.

#### VII-1-1 Trajectoires d'état du convertisseur

Une trajectoire d'état définit géométriquement la solution des équations différentielles qui régissent le fonctionnement du convertisseur. Pour un onduleur monophasé en demi-pont, ces équations sont données par (III.23), (III.25), (III.26), et (III.27) avec  $u=0$  ou  $u=1$ .

En fixant les valeurs de la résistance de charge  $R$  et de l'inductance de charge  $L$  ainsi que celle du condensateur du point milieu  $C$  et la valeur de la source d'alimentation  $E$ , on peut, par ailleurs, tracer dans le plan d'état ( $i$ ,  $v$ ) les trajectoires correspondantes à différentes conditions initiales. Pour un onduleur monophasé en demi-pont, il est bien évident qu'on aura deux familles de trajectoires et ceci selon la valeur de la variable de commande; une famille correspond à  $u=1$ , l'autre à  $u=0$

Pour le traçage des trajectoires d'état, il faut considérer plusieurs



conditions initiales. Si on raisonne au niveau des commutations on voit que les équations différentielles changent de conditions initiales à chaque commutation.

L'examen de ces trajectoires montre qu'un point d'équilibre caractérise le régime permanent de chaque séquence. Ces deux points sont caractérisés dans le plan d'état  $(i, v)$  par les coordonnées  $(0, E)$  correspondant à la séquence où  $u = 1$  et  $(0, 0)$  correspondant à la séquence où  $u = 0$ .

L'amortissement des trajectoires dépend principalement des valeurs des composantes du circuit.

Les trajectoires d'état présentées par les figures (7.1) et (7.2) sont obtenues pour les valeurs suivantes:

$$E = 30 \text{ V} \quad R = 5 \, \Omega \quad L = 30 \text{ mH} \quad C = 100 \, \mu\text{F} \quad (\text{VII.1})$$

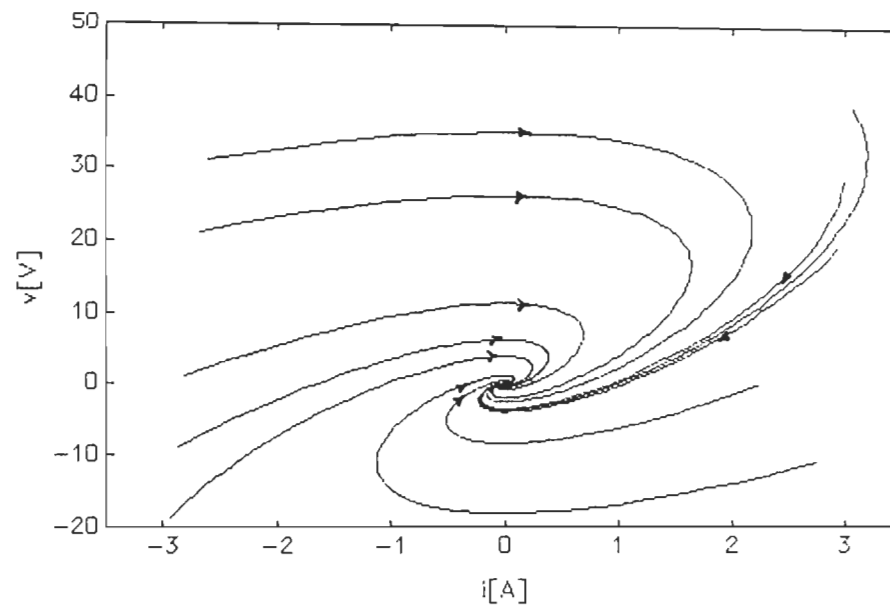


Fig 7.1 Trajectoires d'état pour  $u=0$

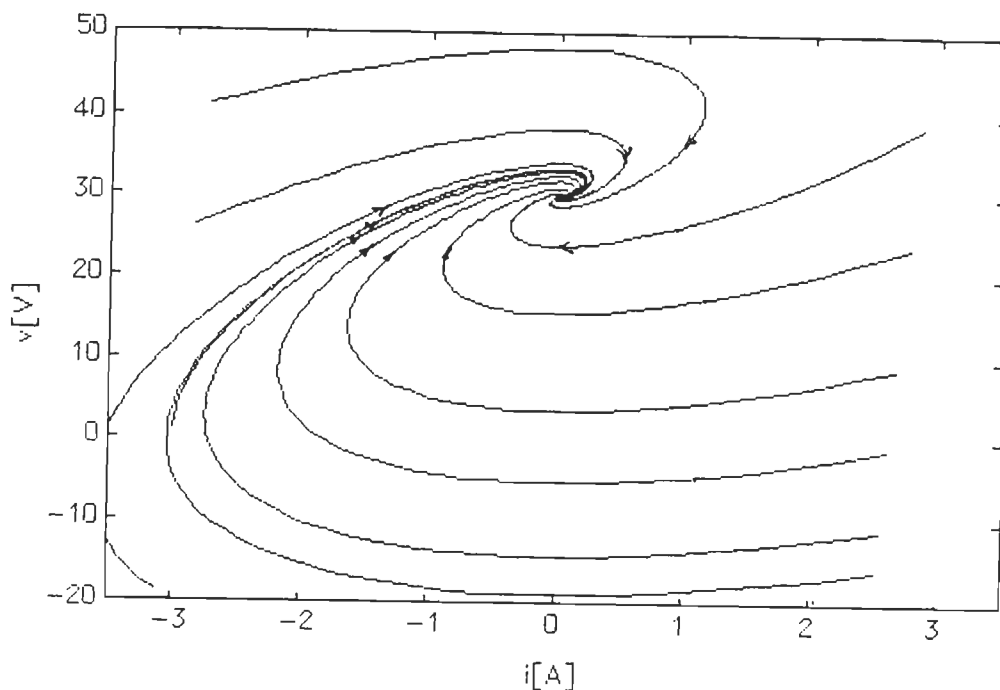


Fig 7.2 Trajectoires d'état pour  $u=1$

#### V-1-2 Détermination des trajectoires asymptotiques

Une trajectoire d'état asymptotique, définit le comportement idéal du convertisseur, c'est-à-dire un comportement correspondant à une fréquence de commutation infiniment élevée, la trajectoire asymptotique ne peut être définie que si on établit une approximation de la fonction de modulation discontinue. Le comportement asymptotique peut être obtenu en imposant une variation continue dans le temps de la loi de commutation  $u$ .

##### VII-1-2-1 Approximation de la fonction de modulation

Les équations d'état (III.23) dépendent d'une grandeur de commande  $u$ , discontinue dans le temps. Dans le cas de la commande par modulation sinusoïdale de largeurs d'impulsions, puisque les instants de commutation sont déterminables, on peut faire une étude d'approximation de la fonction de modulation par la variation de son rapport cyclique. Si on considère ce type de commande, en supposant que la tension de référence est de fréquence  $f$

donc de pulsation  $\omega$  ( égale à la pulsation de la grandeur de sortie  $i$ ) et que la fréquence de la fonction de modulation  $M$  égale à  $f'$  supposée infiniment supérieure à  $f$ .

Le principe de modulation comme introduit [16] au cours de la première étude est tel que c'est représenté à la figure (7.3 ).

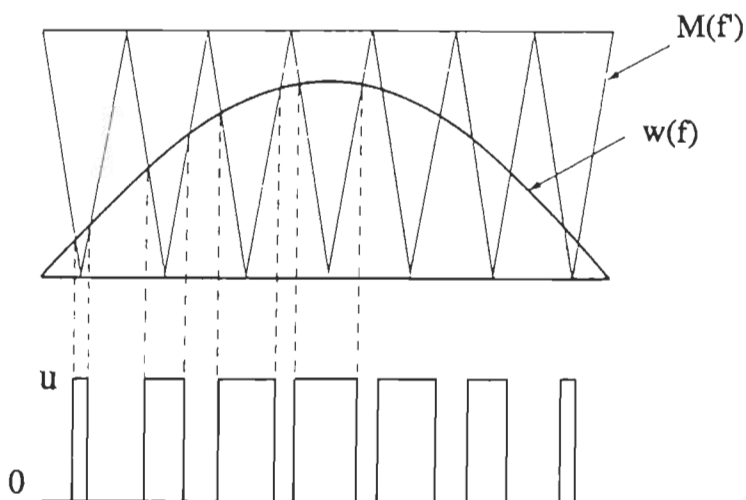


Fig.7.3 Principe de la commande M.S.L.I

Sur une période  $T$  correspondant à une pulsation  $\omega$ , la variation du rapport cyclique de la grandeur de commande varie sinusoïdalement en fonction du temps. En supposant que la période des commutations est infiniment petite, l'expression de la variation du rapport cyclique peut être définie, pour un onduleur monophasé en demi- pont , par la fonction [12]

$$u = 0.5 [1 + a \sin(\omega t)] \quad (\text{VII.2})$$

où  $a$  représente le coefficient de réglage correspondant au rapport de l'amplitude de l'onde de modulation par l'amplitude de l'onde de référence. Dans le cas des autres commandes  $a$  représente le rapport de l'amplitude de la

grandeur de référence par la valeur maximale que peut prendre la grandeur de sortie.

La modélisation de l'ensemble convertisseur- commande tenant compte de (VII.2) est

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{E}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \left( \frac{1}{2} + \frac{a}{2} \sin \omega t \right) \quad (\text{VII.3})$$

Cette représentation est valable tant pour le cas de la commande par M.S.L.I que pour les autres commande ( hystérésis, glissement, ....) et représente le modèle d'état du fonctionnement idéal de l'onduleur, soit donc un modèle asymptotique. Ceci en tenant compte toujours que la fréquence de commutation des interrupteurs est infiniment élevée.

La solution des équations d'état représente un modèle asymptotique du régime permanent du convertisseur puisque la fonction de modulation  $u$  est remplacée par une fonction équivalente, continue dans le temps.

#### VII- 1- 2- 2 Comportement du convertisseur en régime permanent

Dans ce paragraphe, on va caractériser le fonctionnement du convertisseur en régime permanent ce qui va nous permettre de prédéterminer, selon les données du cahier des charges ( alimentation, charge...), les relations existantes entre les différents éléments du circuit et des grandeurs d'état. On peut, par ailleurs, dimensionner les interrupteurs et les condensateurs du point milieu. Pour ce faire, on va exploiter les équations

d'état données par (VII.3)

Si on dérive par rapport au temps les deux équations d'état on obtient

$$\dot{i} = -\frac{R}{L} i + \frac{1}{L} \left( -\frac{1}{2C} \right) i + \dot{u} \quad (\text{VII.4})$$

donc

$$\dot{i} + \frac{R}{L} i + \frac{1}{2CL} i = \dot{u} \quad (\text{VII.5})$$

c'est une équation du second ordre linéaire avec second membre.

L'équation caractéristique de cette équation différentielle est:

$$\lambda^2 + \frac{R}{L} \lambda + \frac{1}{2CL} = 0 \quad (\text{VII.6})$$

Trois cas peuvent être envisagés selon le discriminant  $\Delta$  de l'équation caractéristique. En régime établi, la solution est unique. Après des calculs préliminaires, on trouve

$$i_s(t) = \frac{E a}{2\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{2C\omega}\right)^2}} \sin(\omega t) \quad (\text{VII.7})$$

et d'après (VII.3), on a

$$\frac{d v(t)}{dt} = -\frac{1}{2C} i(t) = -\frac{E a}{4C \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{2C\omega}\right)^2}} \sin(\omega t) \quad (\text{VII.8})$$

or à l'instant  $t=0$ ;

$$v(0) = E/2 \quad (\text{VII.9})$$

donc

$$v(t) = - \frac{E a}{4C \omega \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{2C\omega}\right)^2}} \cos(\omega t) + \frac{E}{2} \quad (\text{VII.10})$$

avec

$$0 < a < 1 \quad (\text{VII.11})$$

D'après les expressions des variables d'état en régime permanent, l'amplitude du courant de charge est fonction de la valeur de la tension d'alimentation, des composants de la charge ( R-L) et du condensateur du point milieu.

Le rapport des amplitudes du courant dans la charge et de la composante alternative de la tension aux bornes du condensateur est donné par

$$r = 1/(2 C \omega) \quad (\text{VII.12})$$

Pour une valeur donnée du condensateur du point milieu, r donne directement la valeur de la fréquence du courant de sortie.

Si on veut tracer dans le plan d'état l'ensemble des trajectoires asymptotiques, on se trouve face à deux familles de trajectoires:

- la première opérant à fréquence d'opération constante (r constante), qui résultant que les différentes trajectoires soient obtenues par la variation de l'amplitude du courant désiré dans la charge qui correspond donc à la variation du facteur a .On note

$$I = \frac{E}{2C \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{2C\omega}\right)^2}} \quad (\text{VII.13})$$

À fréquence d'opération constante

$$i(t) = I a \sin(\omega t) \quad (\text{VII.14})$$

et

$$v(t) = \frac{-I a}{2C\omega} \cos \omega t + \frac{E}{2} \quad (\text{VII.15})$$

dans le plan d'état (i,v), on a

$$\frac{i^2(t)}{(I a)^2} + \left( \frac{2v(t) C \omega}{I a} - \frac{E}{2} \right)^2 = 1 \quad (\text{VII.16})$$

C'est une famille d'ellipses de centre (0, E/2), de grand axe I.a et de petit axe Ia/(2Cω) représentée par la figure (7.4).

- La deuxième opérant à amplitude de courant constante (a est constante), les équations définies précédemment restent toujours valables, cependant dans ce cas la famille d'ellipses a le même centre soit (0, E/2), le grand axe est constant, alors que le petit axe varie avec ω. Cette famille de trajectoires est représentée par la figure (7.5).

### VII-1-3 Détermination des limites de commutations

Pour déterminer les limites de commutation il faut sélectionner une trajectoire limite qui

- inclut la trajectoire du modèle asymptotique
- divise le plan d'état en des régions disjointes.

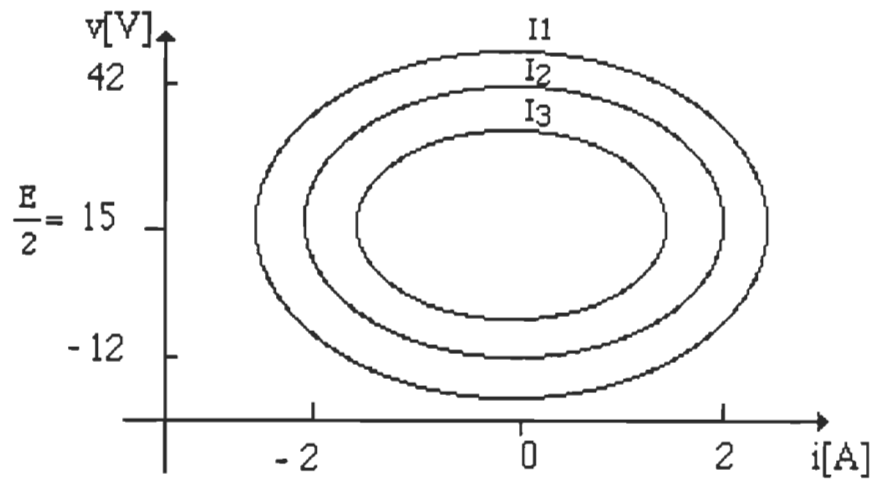


Fig.7.4 Trajectoires asymptotiques à fréquence d'opération constante

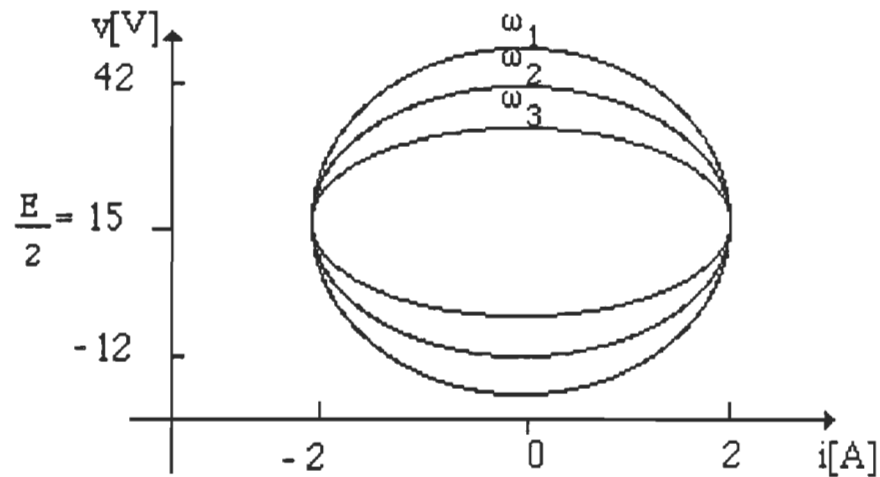


Fig. 7.5 Trajectoires asymptotiques à amplitude du courant constante

À chaque région on associe une configuration du circuit dont les trajectoires sont directement dirigées vers la trajectoire asymptotique désirée. Une condition doit être satisfaite: les configurations du circuit ne doivent pas



être affectées aux régions qui contiennent leurs propre points d'équilibre, ceci afin que le système ne s'établisse pas à ce point d'équilibre qui constitue un état stable indésirable du circuit.

Pour l'exemple de l'onduleur monophasé en demi-pont, une portion de la limite de commutation doit coïncider avec une ellipse centrée en  $(0, -E/2)$ , cette frontière divise le plan d'état en deux régions extérieure et intérieure (figure 7.6 ).

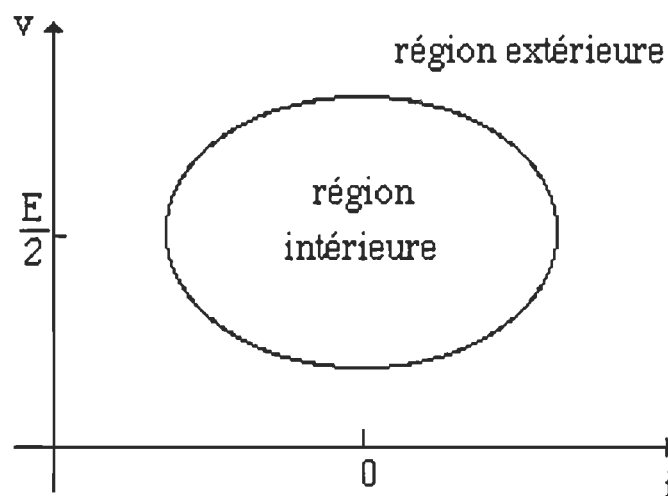


Fig 7.6 Limite elliptique de commutation

L'examen des portraits de phase révèle que les deux moitiés de l'ellipse nécessitent une affectation opposée des interrupteurs, pour cela, une autre limite (ligne) de commutation doit être combinée ce qui divise le plan d'état en quatre régions distinctes (figure 7.7). La deuxième limite de commutation correspond à l'inversion du sens du courant dans la charge, cette ligne limite aura donc pour coordonnées  $i=0$ . Les deux points d'équilibre  $(0, 0)$  et  $(0, E)$ ,

appartiennent à cette droite, entraînant la stabilisation des deux variables d'état à un de ces deux points lors d'une évolution transitoire. De ce fait, il est avantageux de faire une rotation de la ligne de commutation d'un petit angle dans le sens des aiguilles d'une montre et de centre  $(0, 0)$  afin d'éviter l'intersection de cette limite avec les deux points d'équilibre (figure 7.8 ).

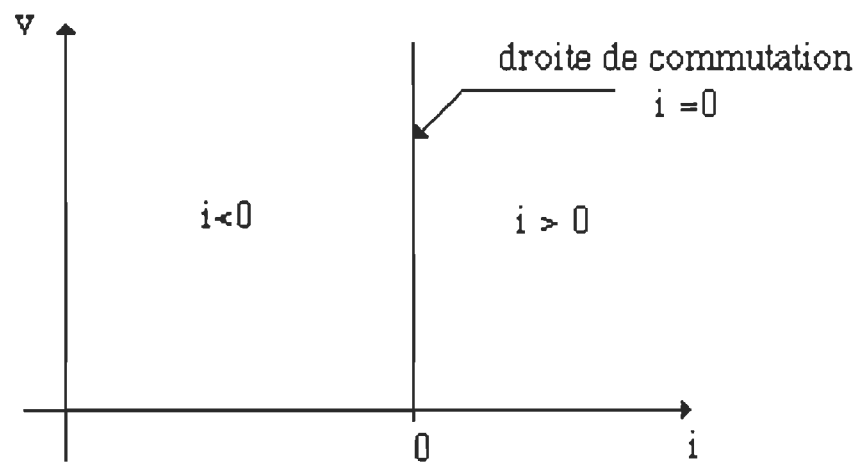


Fig 7.7 Limite linéaire de commutation

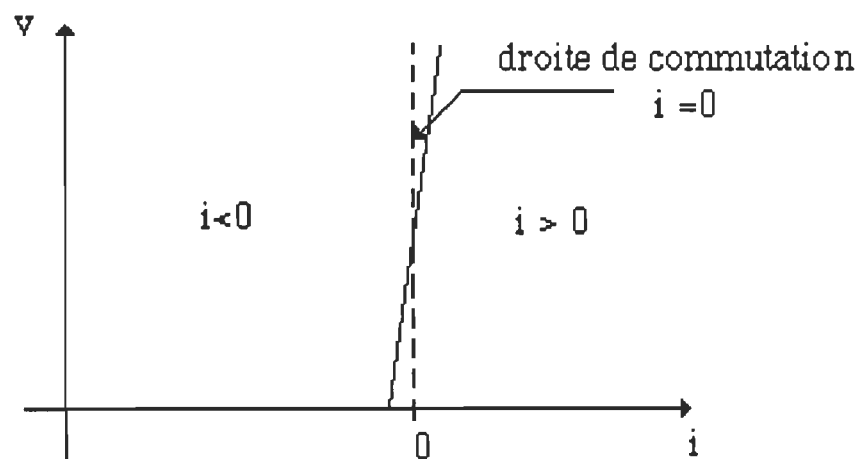


Fig 7.8 Rotation de la droite de commutation

La figure 7.9 résume le principe des séquences qu'on vient d'énumérer et rassemble les limites de commutation elliptiques et linéaires ainsi que les quatre régions de fonctionnement. Elle montre, en outre, la façon de laquelle les trajectoires doivent être dirigées afin que les commutations se fassent toujours sur la circonférence de l'ellipse du modèle asymptotique. Le plan est divisé en quatre régions:

- région I: correspond à la partie extérieure de l'ellipse et un courant négatif,
- région II: correspond à la partie intérieure de l'ellipse et un courant négatif,
- région III: correspond à la partie extérieure de l'ellipse et un courant positif,
- région IV: correspond à la partie intérieure de l'ellipse et un courant positif.

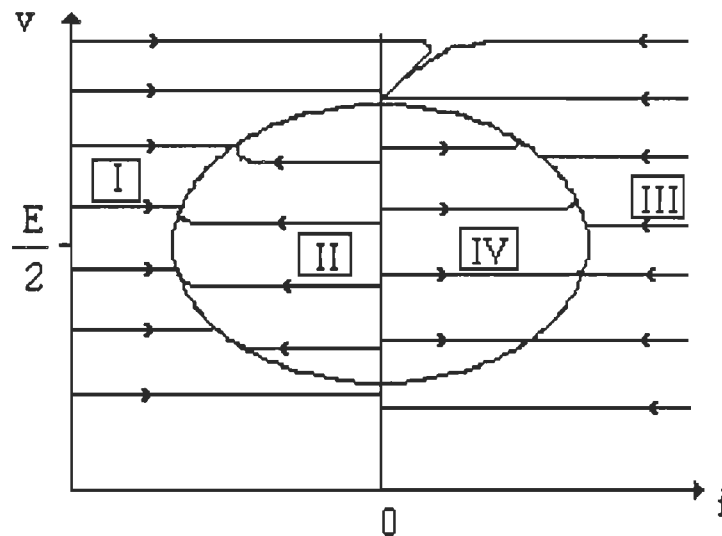


Fig.7.9 Orientation des trajectoires dans le plan d'état

#### VII-2-4 Conception du schéma de commande

Les quatre régions définies dans § VII.2.3, nous permettent d'élaborer un circuit de commande des interrupteurs permettant d'avoir à la sortie du convertisseur un courant sinusoïdal. Ce circuit doit en même temps:

- générer la trajectoire asymptotique,
- inclure la logique de la commande des interrupteurs afin que les commutations se fassent toujours sur la trajectoire asymptotique imposée.

\* La trajectoire asymptotique

Comme on a montré dans § VII.1.2.2, cette trajectoire est définie par une contre-réaction non linéaire des variables d'état  $i$  et  $v$ . Elle est définie par

$$\frac{i^2}{(I_a)^2} + \left( \frac{v}{(V_a)^2} - \frac{E}{2} \right)^2 = 1 \quad (\text{VII.17})$$

avec

$$V = I/(2C\omega) \quad (\text{VII.18})$$

\* Logique des commutations

Pour établir la logique des commutations, on va dresser une table logique réunissant les séquences de commutation dont on a élaboré la logique du déroulement.

Tenant compte des deux limites de commutation elliptique et linéaire on peut dresser le tableau logique ( tableau 1 ) où  $\chi(t)$  représente la fonction elliptique

Tableau 1. Logique de commutation

$\chi \backslash i$	$>0$	$<0$
$>1$	1	0
$<1$	0	1

Considérant les deux étapes précédentes on aboutit au schéma de commande représenté par la figure 7.10.

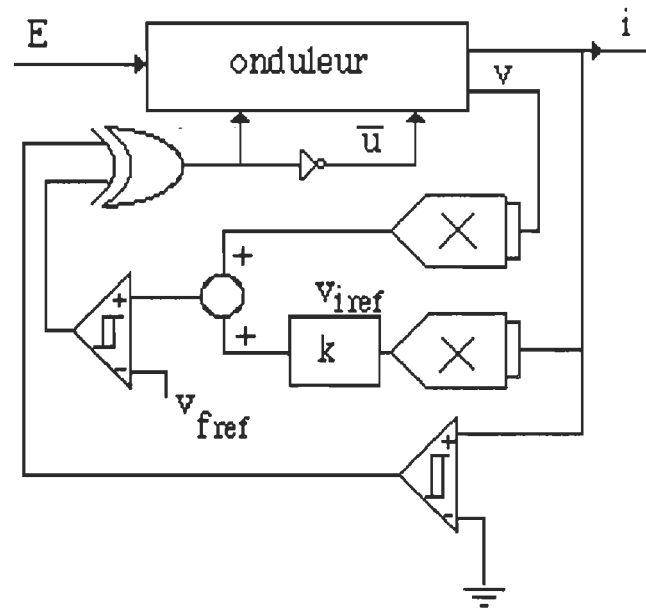


Fig. 7.11 Schéma de commande (CAG)

### VII-3 Résultats de simulation

On utilise les mêmes conditions de simulation, pour cette commande appliquée à un onduleur monophasé en demi-pont que pour le cas de la commande par mode de glissement.

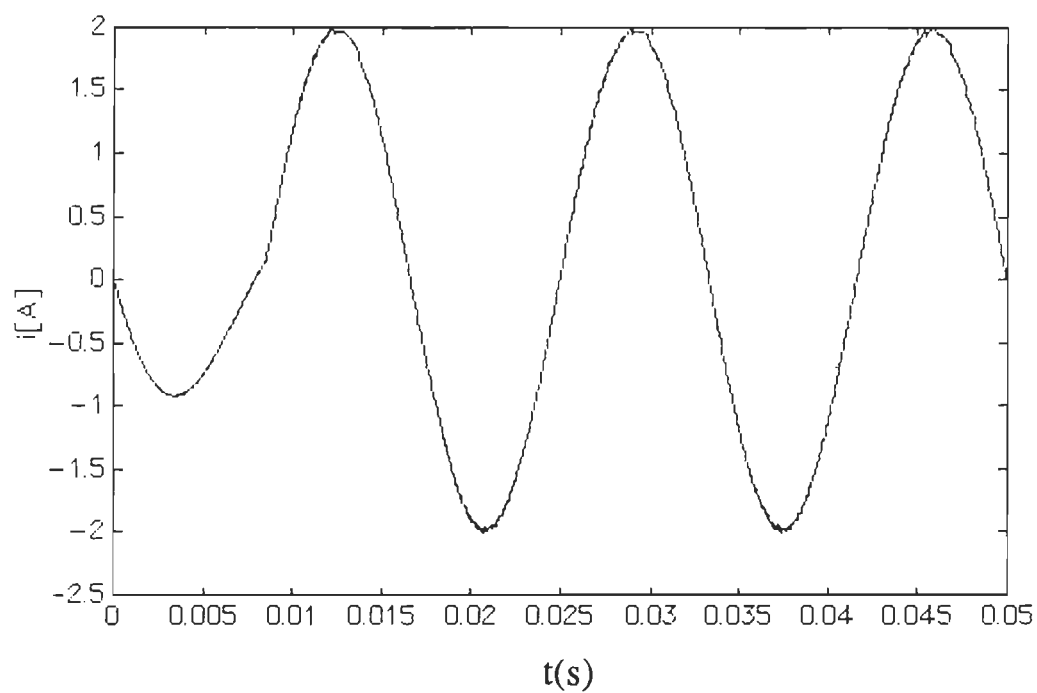


Fig.7.11 Courant dans la charge

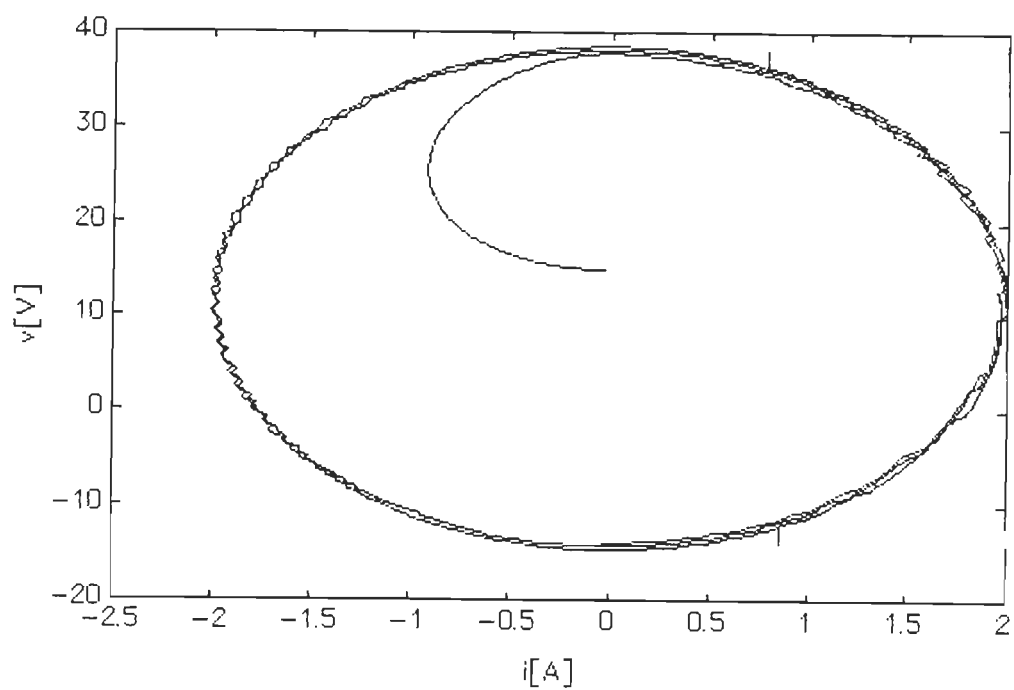


Fig.7.12 Plan d'état

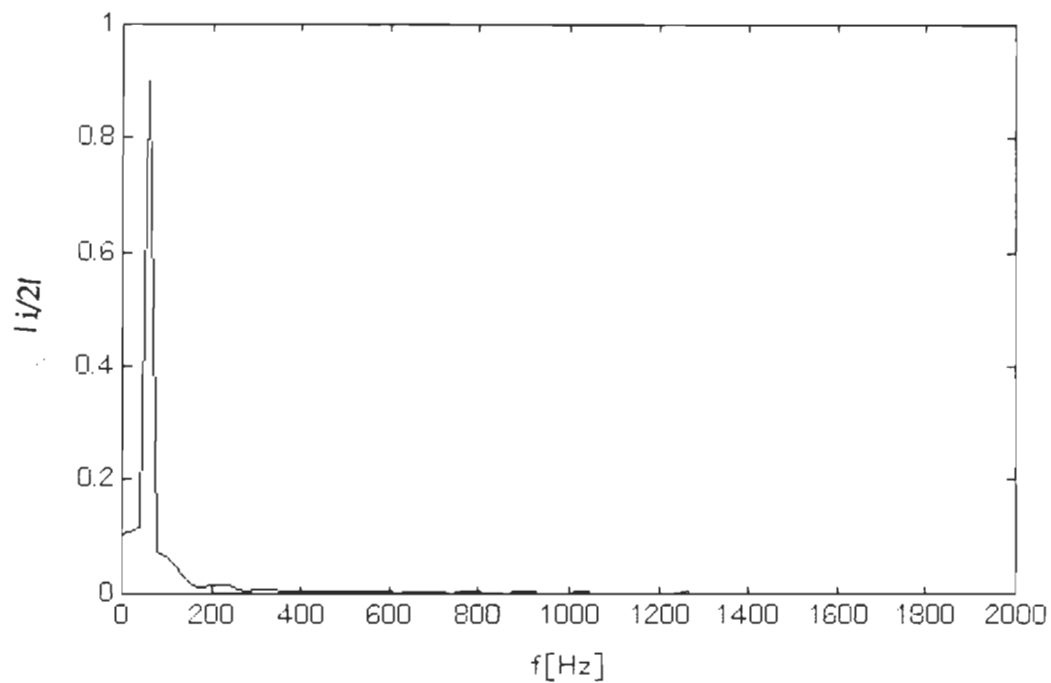


Fig.7.13 Spectre en fréquence du courant dans la charge

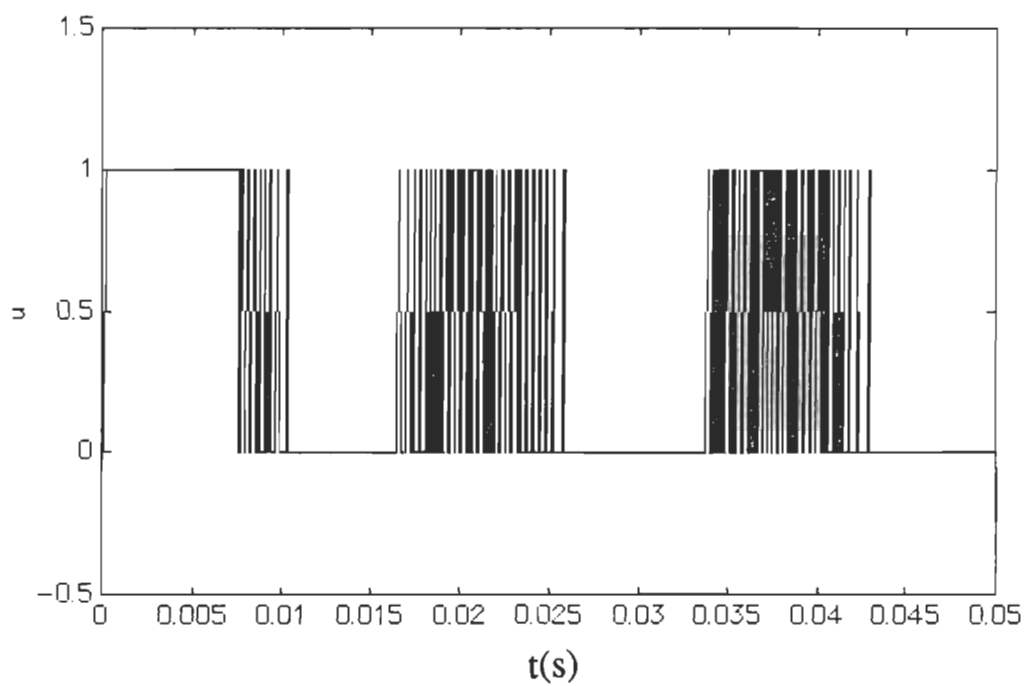


Fig.7.14 Variable de commande  $u$

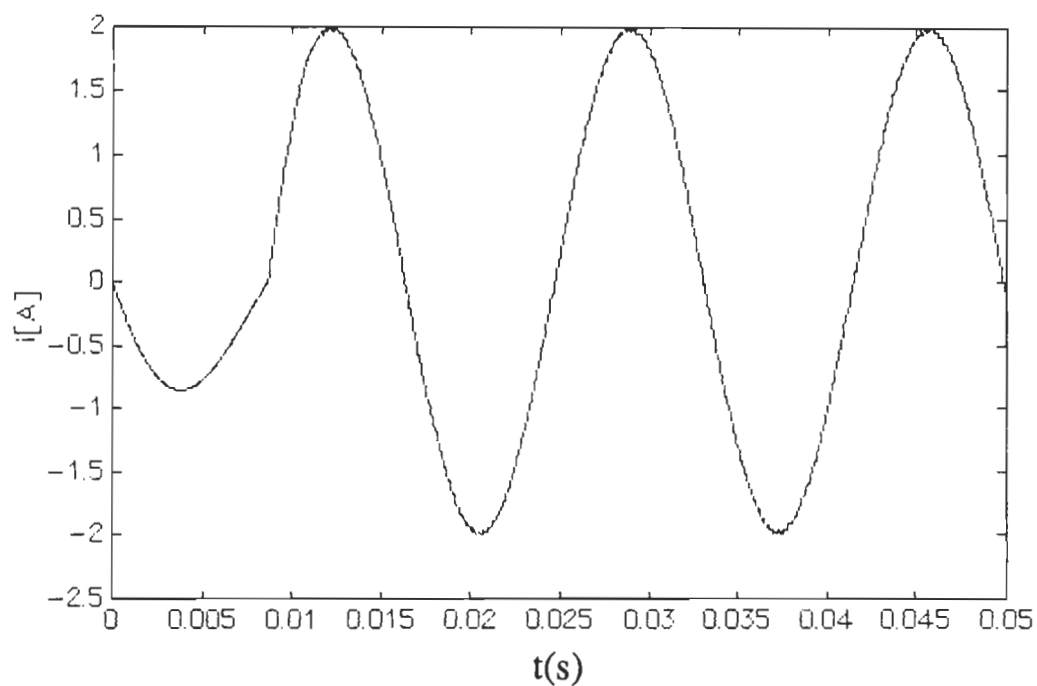


Fig.7.15 Courant dans la charge; effet de variation de 50 % de la charge  
à  $t = 0.025$  s

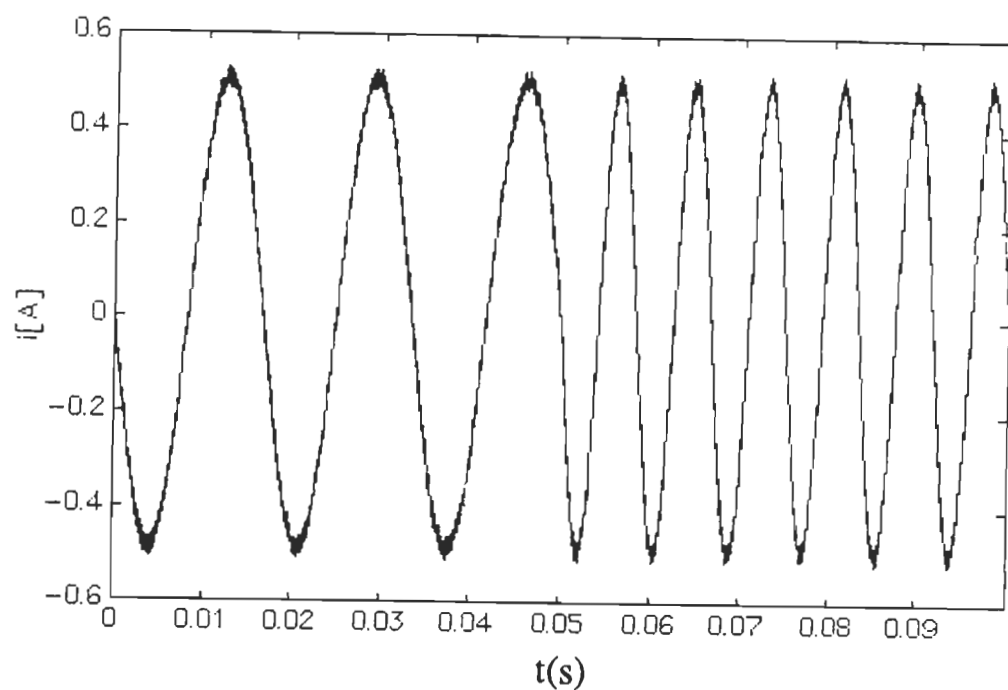


Fig.7.16 Courant dans la charge; effet de variation de la fréquence de  
référence à  $t = 0.05$  s



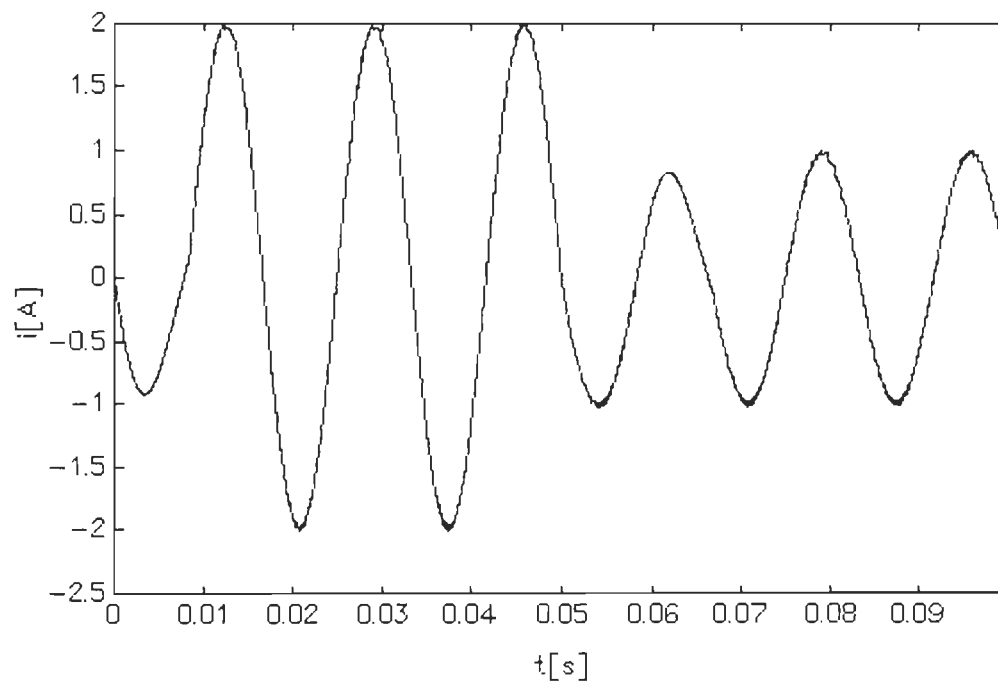


Fig.7.17 Courant dans la charge; effet de variation de la fréquence de référence à  $t = 0.05$  s

## CHAPITRE VIII

### ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Ce chapitre va être divisé en deux parties. Dans la première partie on exposera des éléments généraux concernant le circuit de puissance de l'onduleur en demi-pont utilisant des transistors MOSFET comme éléments de commutation. Dans la seconde partie seront exposés les résultats expérimentaux relatifs à chacune des deux commandes étudiées.

L'ensemble onduleur- commande peut être représenté schématiquement par la figure 8.1.

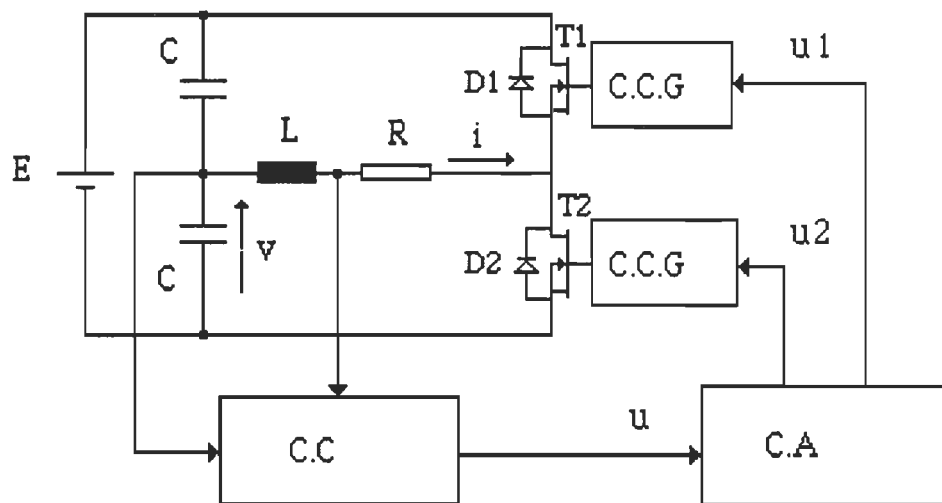


Fig.8.1 Schéma de l'ensemble onduleur-commande

C.C: circuit de commande; C.C.G: circuit de commande de la gachette

C.A: circuit d'aiguillage

### VIII- 1 Onduleur à MOSFETs

L'application des transistors MOSFETs dans les onduleurs est très appropriée lorsqu'il s'agit de faible ou moyenne puissance, puisqu'ils permettent un fonctionnement à des fréquences relativement élevées qui peuvent arriver à des dizaines de kHz. Un autre avantage dans l'utilisation des MOSFETS concerne la simplicité du circuit d'amorçage de gachette comparativement à celui des transistors bipolaires ou des thyristors. En effet, le MOSFET ne nécessite pas de protection contre les  $di/dt$  et les  $dv/dt$ .

#### VIII- 1- 1 Le transistor MOSFET de puissance

Contrairement au transistor bipolaire qui se rend conducteur par l'injection d'un courant de base, le MOSFET l'est par l'application d'une tension  $V_{GS}$  entre la grille et la source. Au delà d'un certain seuil ( $\sim 3V$  dans la catégorie IRF), le dispositif de puissance se met en conduction. D'autre part, la consommation du courant de gachette en régime permanent est très faible (qq nA). La caractéristique de commande d'un MOSFET,  $I_D = f(V_{DS})$  est représentée par la figure 8.2. Pour une utilisation en interrupteur, la résistance  $R_{DS(ON)}$  est une donnée importante à l'état passant, laquelle provoque une chute de tension beaucoup plus importante que dans le cas d'un transistor bipolaire ou même d'un darlington, ce qui limite l'utilisation du MOSFET pour les onduleurs à puissance élevée.

#### VIII- 1 - 2 Protection des MOSFETs

Les régimes transitoires de mise en conduction et de blocage de

MOSFETs sont très courts. Ils sont essentiellement liés à l'existence d'une capacité d'entrée appelée  $C_{iss}$  entre la grille et la source (0.5 à 5 nF). En première approximation, on peut considérer que le courant de sortie résulte sans retard de la tension de source, avec une constante de temps fournie par  $C_{iss}$  et l'impédance de source. En pratique il est facile d'obtenir des temps de réponse très courts de l'ordre de 100 ns pour des basses tensions  $V_{DS}$ . Donc les protections associées aux MOSFETs seront beaucoup plus réduites que dans le cas des bipolaires et la mise en parallèle ne devra pas poser de problèmes. Un simple circuit RC aux bornes Drain-Source est, donc, suffisant pour la protection contre les phénomènes transitoires, (figure 8.3).

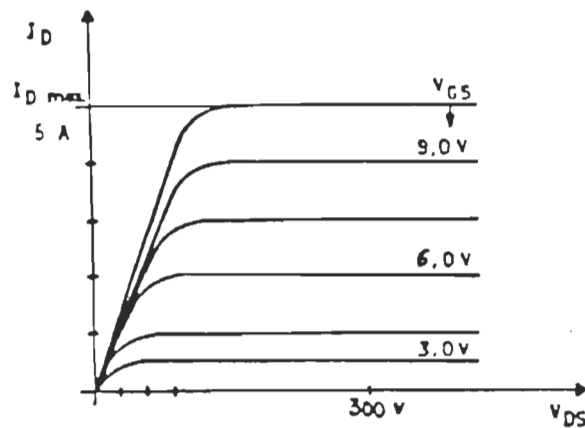


Fig.8.2 Caractéristique de commande d'un MOSFET

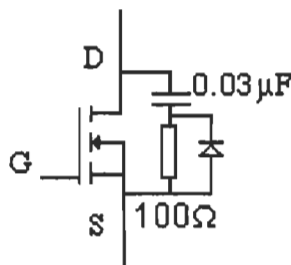


Fig.8.3 Circuit de protection du transistor MOSFET

### VIII- 1- 3 Problèmes liés à la diode intégrée

Sur la figure 8.4, on a représenté par  $l$  les inductances parasites de câblage, la figure 8.5 représente les formes d'ondes du courant  $i_{T1}$  et de la tension  $v_{T1}$  aux bornes du transistor  $T_1$  et de la tension  $V_{D2}$  aux bornes de la diode  $D_2$ . Lors de la commutation  $D_2 \rightarrow T_1$ , on suppose que le courant reste constant et on désigne sa valeur par  $I_{ON}$ .

Dans un premier temps, le courant  $i_{T1}$  croît de zéro à  $I_{ON}$  sous l'effet de la commande de la grille. La tension  $v_{T1}$  ne diminue par rapport à  $E$  que de la chute de tension dans les inductances parasites de câblage. Cette chute de tension est constante si  $i_{T1}$  décroît linéairement. Lorsque  $i_{T1}$  atteint la valeur  $I_{ON}$ , la tension  $v_{T1}$  décroît progressivement depuis une valeur voisine de  $E$  jusqu'à zéro. La tension aux bornes de la diode  $D_2$  reste très faible à cause du courant de recouvrement inverse. Ce n'est que quand ce courant inverse a atteint sa valeur maximale que la tension  $v_{D2}$  devient négative.

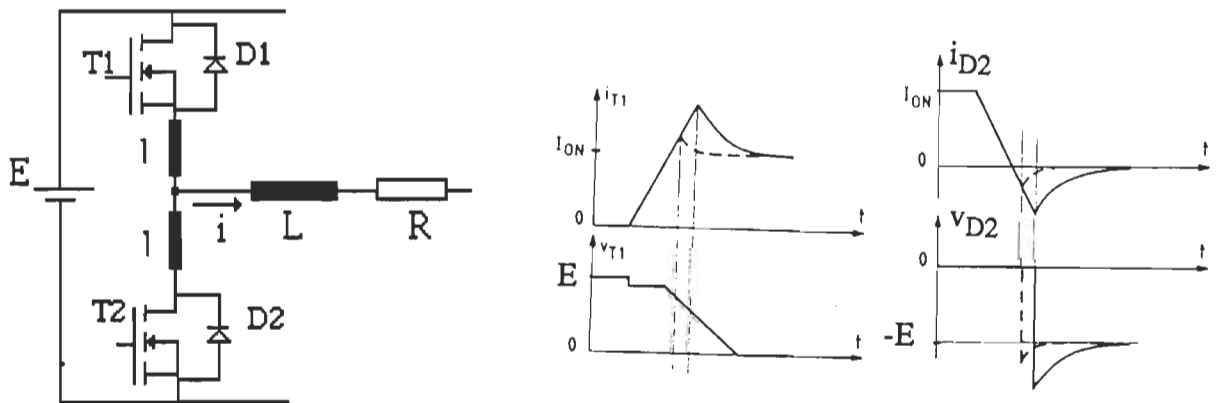


Fig.8.4 Représentation des inductances de câblage de l'onduleur

- si la diode  $D_2$  est rapide ( courbes en traits interrompus) cette valeur maximale est faible, ce qui limite la surintensité dans le transistor  $T_1$  puisque

$$i_{T1} = I_{ON} - i_{D2}$$

et la surtension aux bornes de  $D_2$  et  $T_1$  puisque

$$v_{D2} = v_{T1} - (E + 2 l d i_{D2}/dt)$$

- si la diode est lente ( courbes en traits continues), la surintensité dans le transistor  $T_1$  et la surtension inverse aux bornes de  $T_2$  et  $D_2$  peuvent être beaucoup plus fortes.

Notons que les transistors par effet de champ possèdent par construction une diode intégrée  $DA$  en parallèle inverse qui n'est pas rapide. Si on branche une diode rapide  $DB$  en anti-parallèle avec le transistor (fig. 8.5), il sera nécessaire d'empêcher la conduction de la diode lente intégrée en branchant une diode à faible chute de tension directe  $DC$  en série avec le transistor.

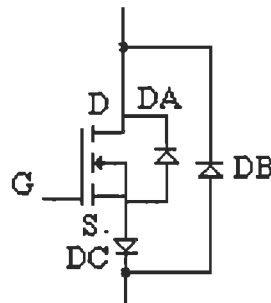


Fig.8.5 Ajout d'une diode externe rapide et d'une autre diode en série pour annuler l'effet de la diode intégrée

#### VIII- 1- 4 Circuit d'amorçage de la gachette

La figure 8.6 montre le schéma du circuit d'amorçage de la gachette de chaque interrupteur. Les signaux de commande entrent par un opto-coupleur 6N137 assurant l'isolation galvanique du circuit de puissance de celui de commande. Deux transistors complémentaires permettent le passage de l'état bloqué à l'état passant ou l'inverse, si  $Q_1$  (2N5681) est fermé et  $Q_2$  (2N5679)

ouvert, le transistor associé est conducteur, dans le cas inverse il est bloqué. Il est à noter qu'on peut appliquer une tension négative pour le blocage, cependant avec une tension  $V_{GS}$  nulle le blocage se fait bien et assez rapidement. Les deux transistors doivent délivrer ou accepter le plus rapidement possible les courants de capacités de grille; il s'agit en fait d'un étage de deux transistors montés en push-pull capable de recevoir un courant de 0.5 A.

Une diode zéner est placée entre la source et la gachette pour protéger cette dernière contre toute surtension durant les transitoires. La résistance montée en série avec la gachette limitera la montée de la tension  $V_{GS}$  en formant un circuit RC avec la capacité d'entrée du MOSFET.

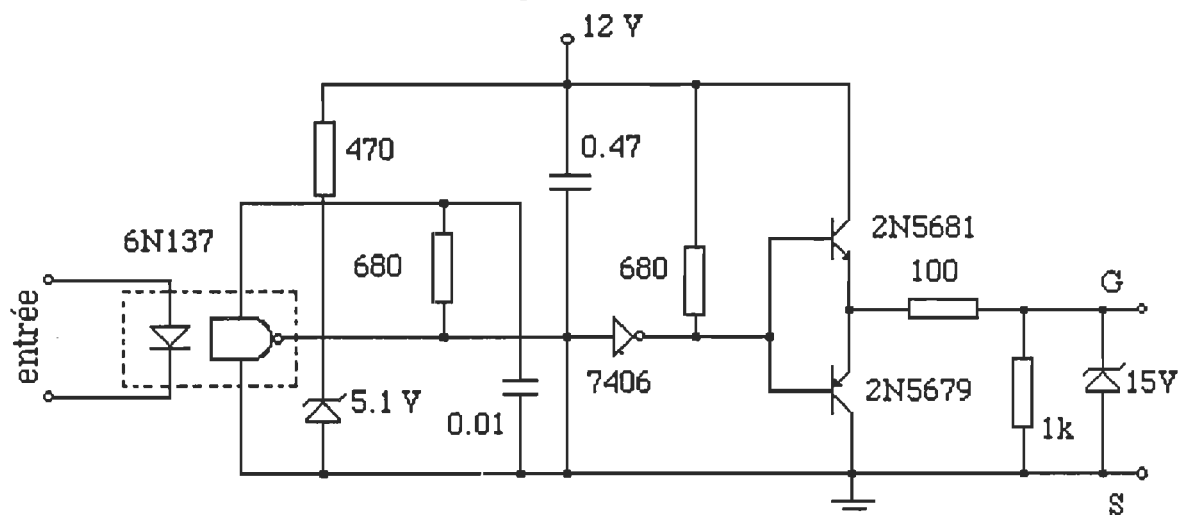


Fig.8.6 Circuit d'amorçage de la gachette d'un MOSFET

#### VIII- 1- 5 Circuit d'aiguillage

Pour éviter tout risque de court-circuit de la source, on utilise un circuit d'aiguillage qui permet de créer un temps mort entre la fermeture d'un interrupteur et l'ouverture de son complémentaire. Ce circuit est représenté

par la figure 8.7.

Les formes d'ondes correspondantes à ce circuit sont présentées à la figure 8.8, où  $u$  est la tension de sortie du circuit de commande,  $u_1$  et  $u_2$  sont les deux signaux d'amorçage des transistors respectifs  $T_1$  et  $T_2$ .

#### VIII-1-6 Circuits de commande

La réalisation du circuit de commande pour les deux méthodes de commande nécessite la connaissance à chaque instant du courant dans la charge et la tension aux bornes du condensateur du point milieu, ce qui nécessite l'emploi de deux capteurs, un de courant et l'autre de tension.

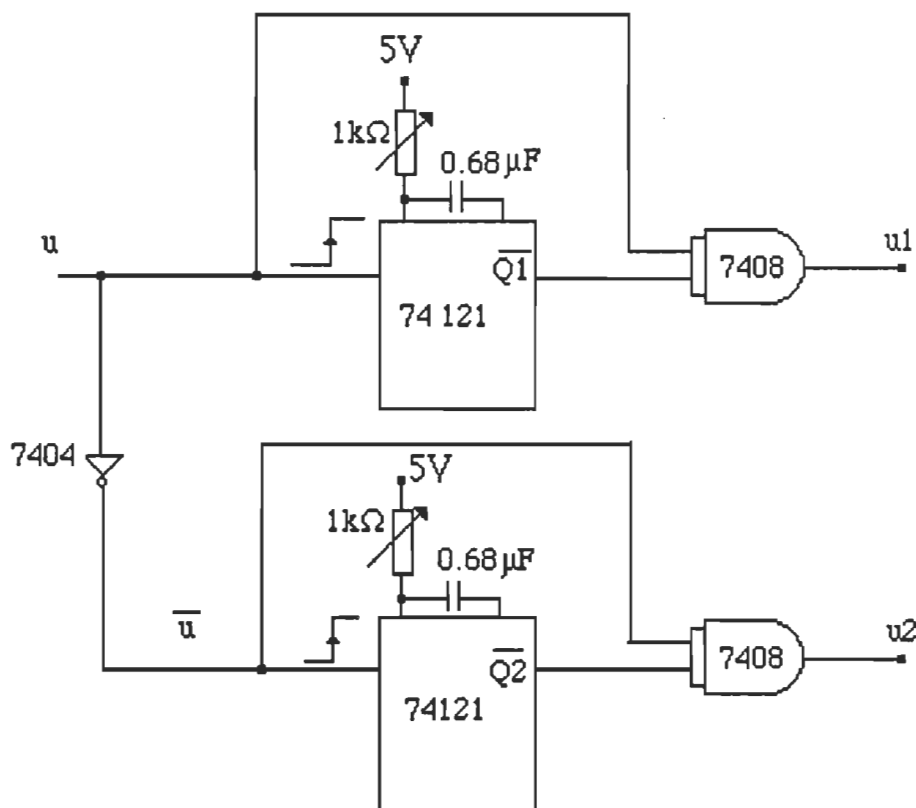


Fig.8.7. Schéma du circuit d'aiguillage



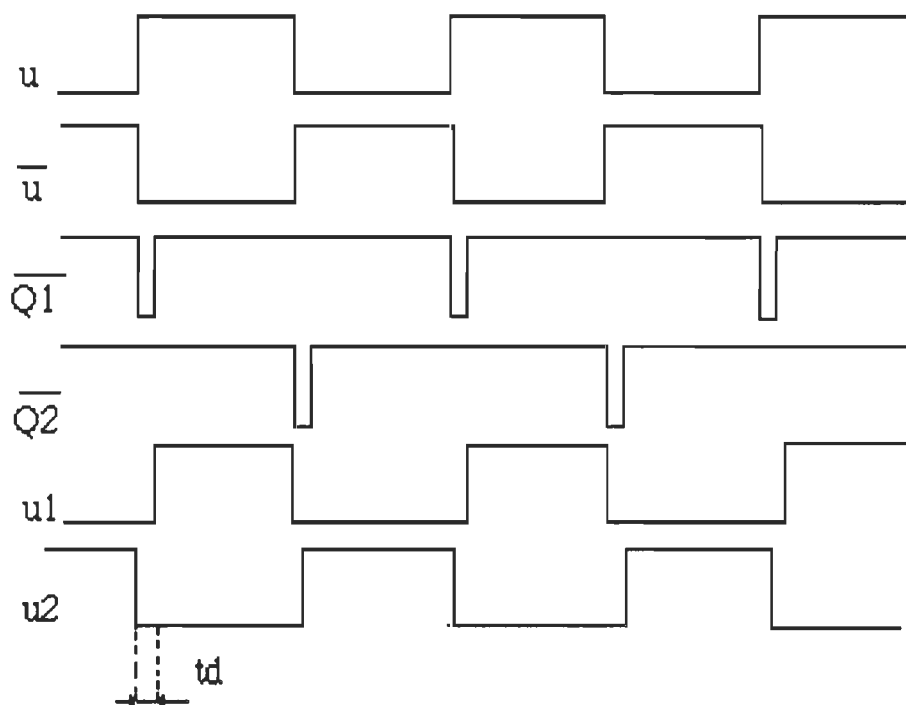


Fig.8.8 Formes d'ondes résultantes

#### VIII-1-6-1 Capteur de courant

On utilise un module de capteur de courant à effet Hall (LEM 1 tour).  
Le schéma du capteur est représenté par la figure 8.9.

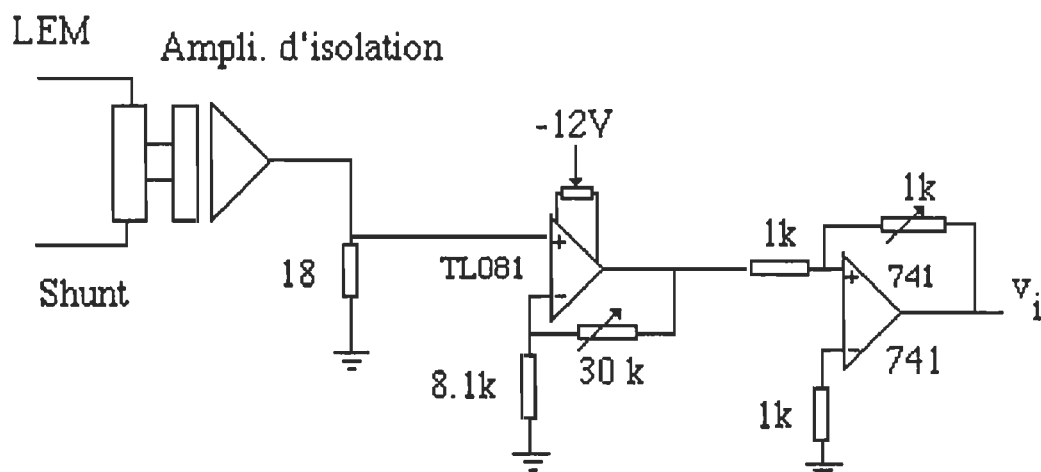


Fig.8.9 Circuit du capteur du courant

La valeur de la résistance variable  $R_1$  ( $10\text{ k}\Omega$ ) est ajustée de façon à avoir la correspondance

$$v_i = 0.1\text{V} \text{ pour } i = 2\text{A}.$$

#### VIII-1-6-2 Capteur de la tension du condensateur du point-milieu

Un diviseur de tension prélève une fraction de la tension aux bornes du condensateur. La source de tension utilisée étant isolée galvaniquement du réseau, il n'était pas nécessaire d'associer un amplificateur d'isolation à l'entrée du circuit. Le circuit utilisé comme capteur de tension est représenté par la figure 8.10.

La résistance  $R_1$  est réglée de façon à avoir la même correspondance que celle du capteur du courant.

$$v_v = 0.1\text{V} \text{ pour } v = 2\text{V}$$

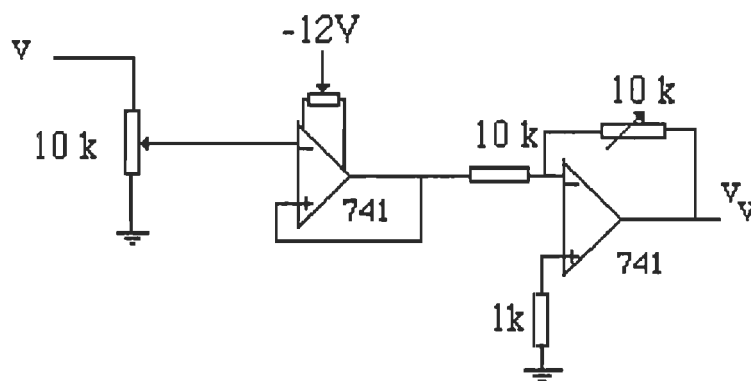


Fig.8.10. Circuit du capteur de tension

#### VIII-1-6-3 Commande par mode de glissement

Le circuit de la figure 8.11 est celui utilisé pour le cas de la commande par mode de glissement. La fréquence maximale de commutation est fixée

par la largeur de l'hystérésis du comparateur de sortie.

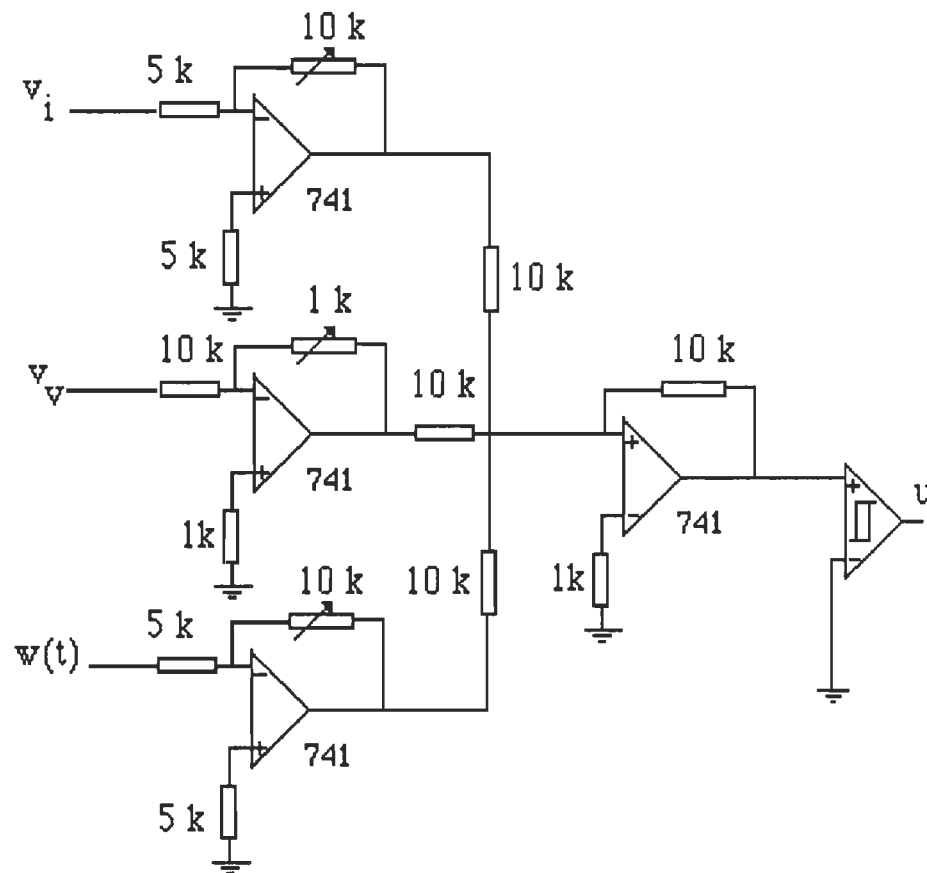


Fig.8.11. Circuit de commande par mode de glissement

#### VIII- 1- 6- 2 Commande par approche géométrique

La figure 8.12 représente le circuit de commande utilisé pour le cas de la commande par approche géométrique. Comme multiplicateurs analogiques, nous avons utilisé les circuits de "Analog Devices" AD 632 dont les caractéristiques techniques sont données en annexe. Pour la limitation de la fréquence de commutation on utilise la même technique que le cas précédent.

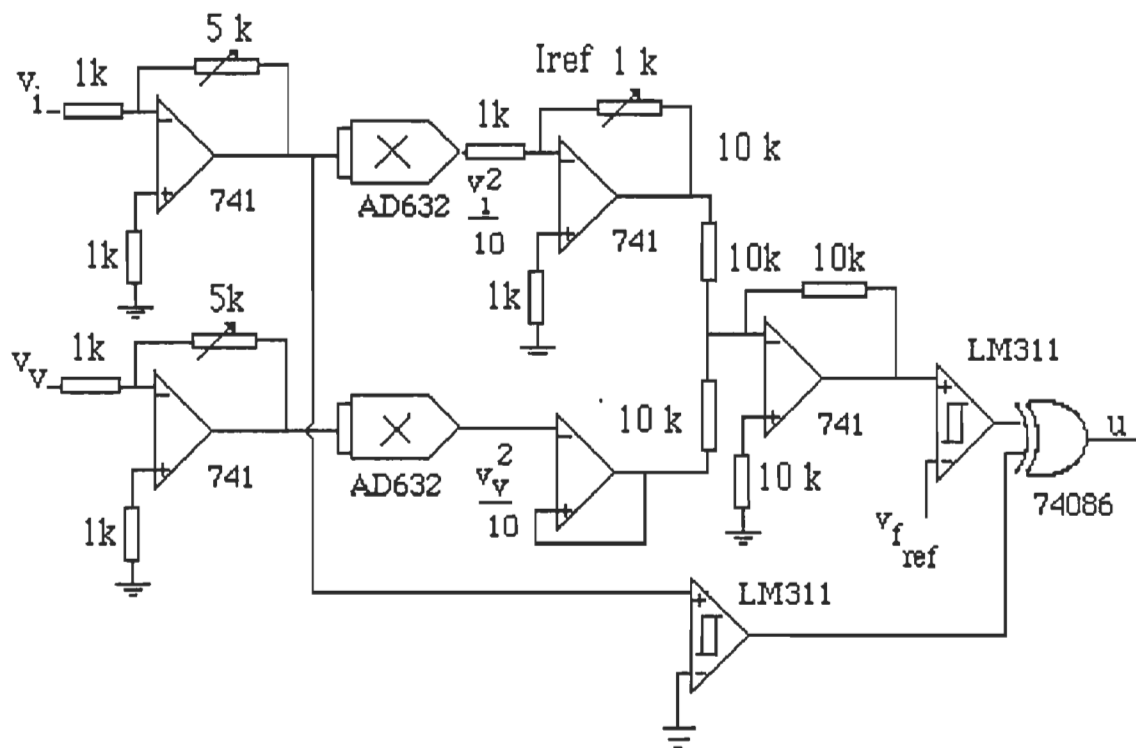


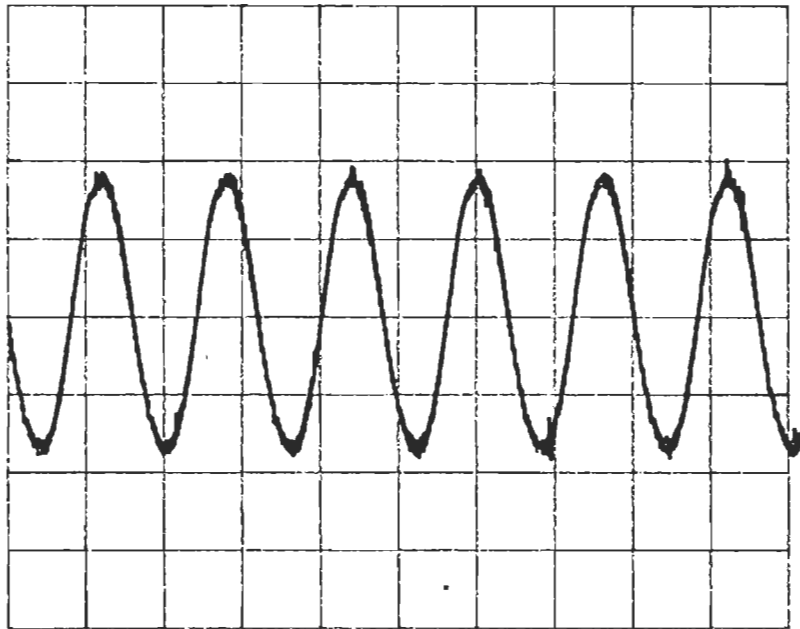
Fig.8.12. Circuit de commande par approche géométrique

## VIII- 2 Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe on va présenter les différents résultats expérimentaux obtenus pour un onduleur monophasé en demi-pont réalisé avec les mêmes données de paramètres que (VII.1) . L'amplitude du courant de référence est fixé à 2A, la fréquence de référence à 60 Hz. Pour la commande par mode de glissement les gains de contre-réaction sont calculés pour un pôle du système en mode de glissement égale à -100.

VIII- 2- 1 Courant dans la charge

a)



b)

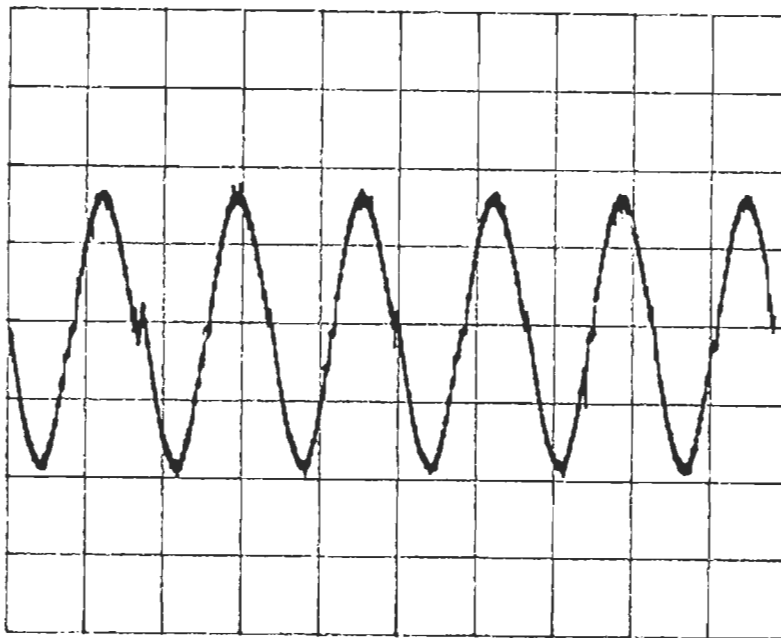
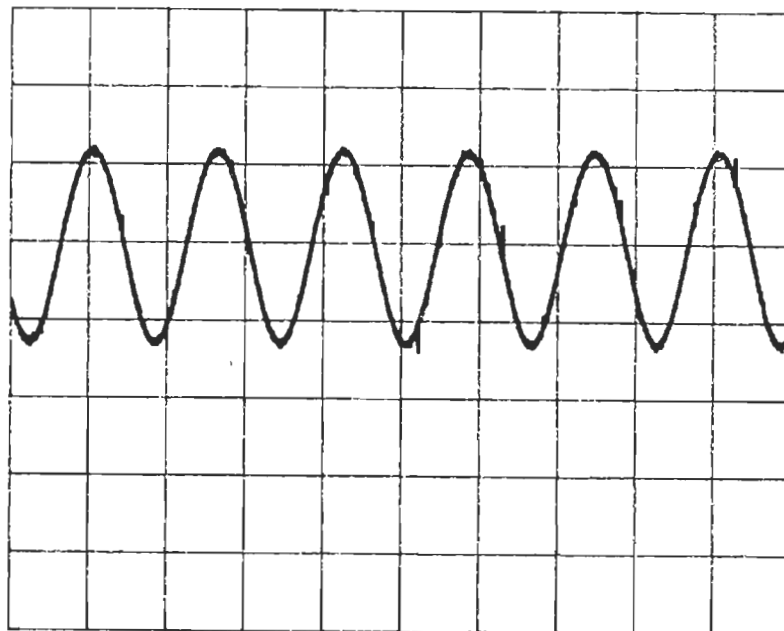


Fig.8.13. Courant dans la charge; a) C.M.G ; b) C.A.G

hor(t): 10 ms/div; vert (i): 1A/div

VIII- 2- 2 Tension aux bornes du condensateur C

a)



b)

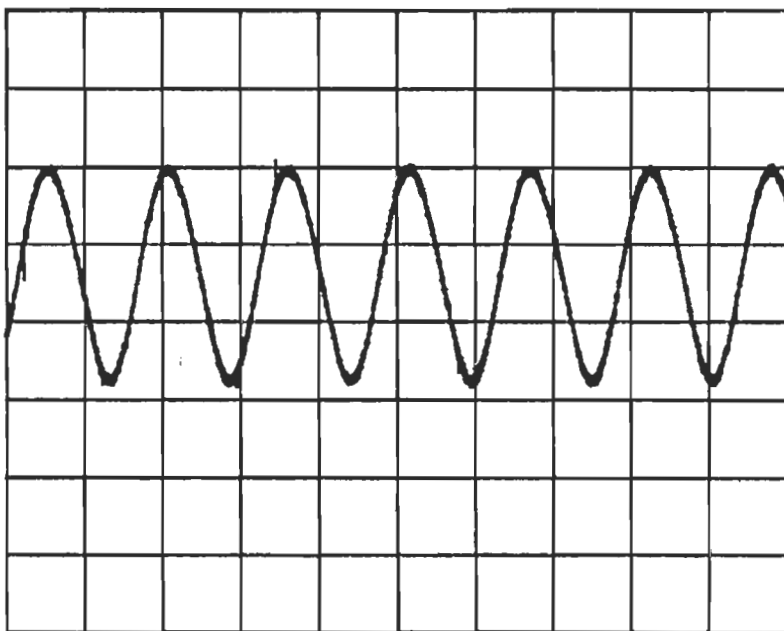
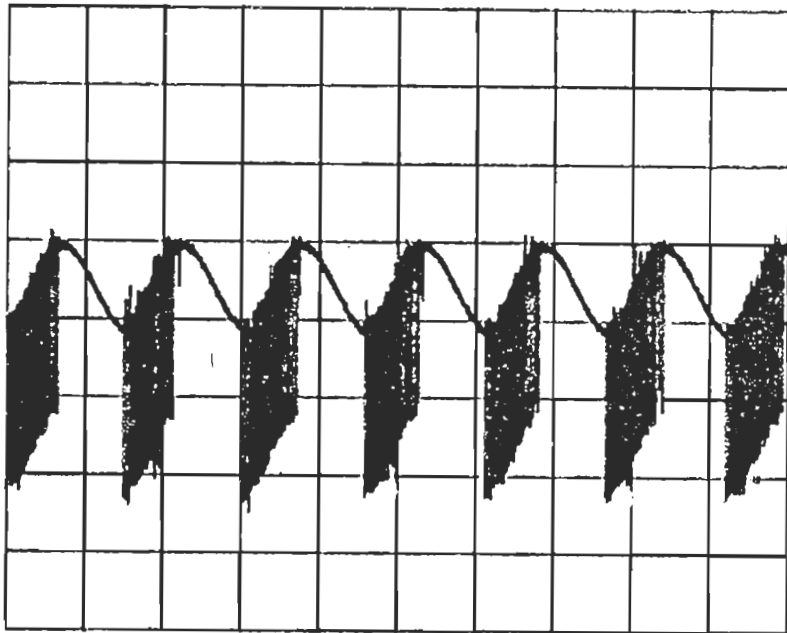


Fig.8.14 Tension aux bornes du condensateur; a) C.M.G ; b) C.A.G

horz(t): 10ms/div; vert(v): 10V/div

VIII- 2-3 Tension aux bornes de la charge

a)



b)

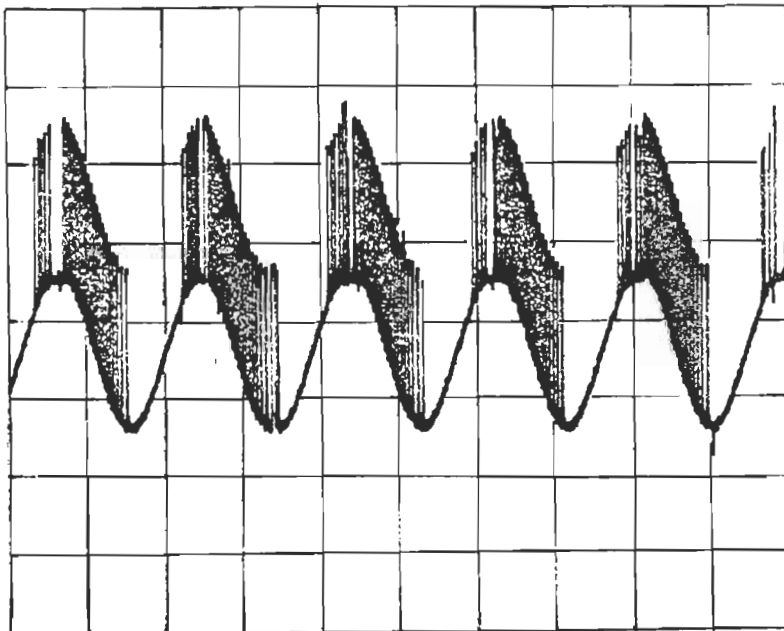
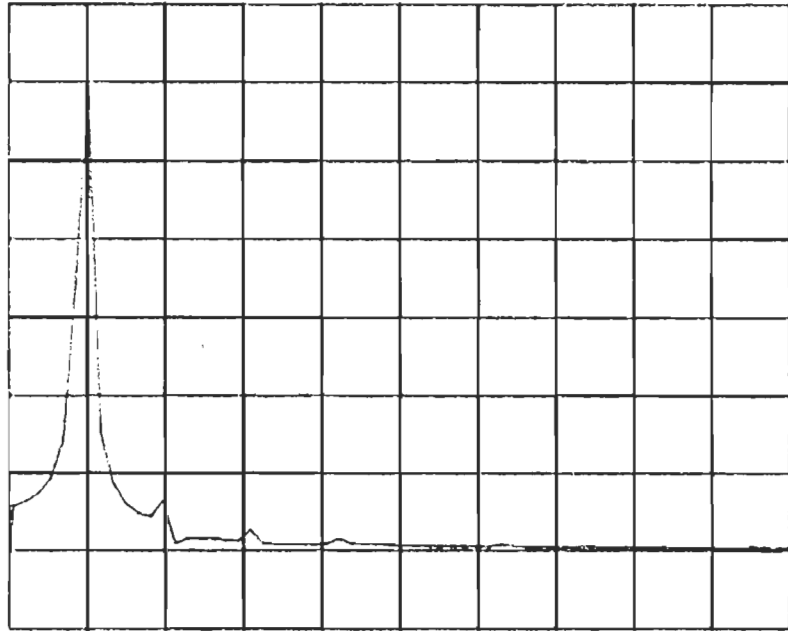


Fig.8.15 Tension aux bornes de la charge; a) C.M.G ; b) C.A.G

horz(t): 10ms/div; vert(vch): 10V/div

# VIII- 2- 4 Réponses en fréquences

a)



b)

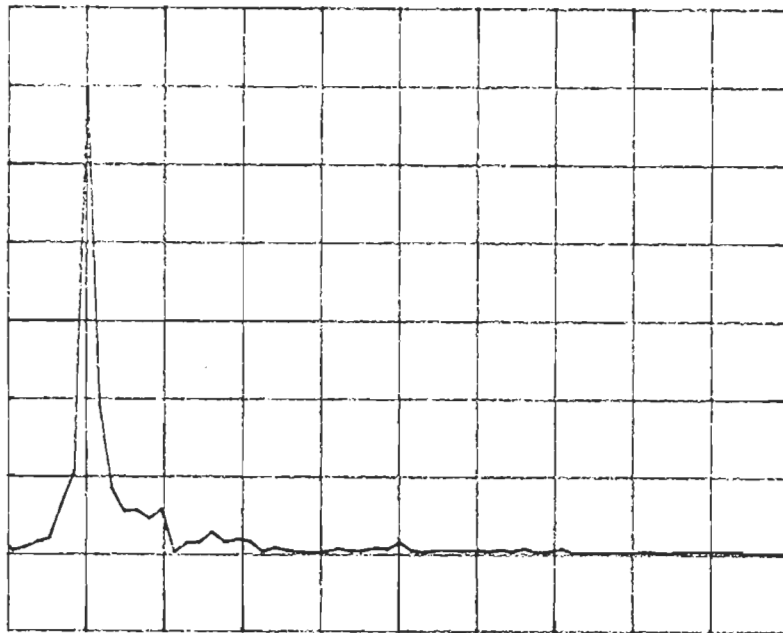


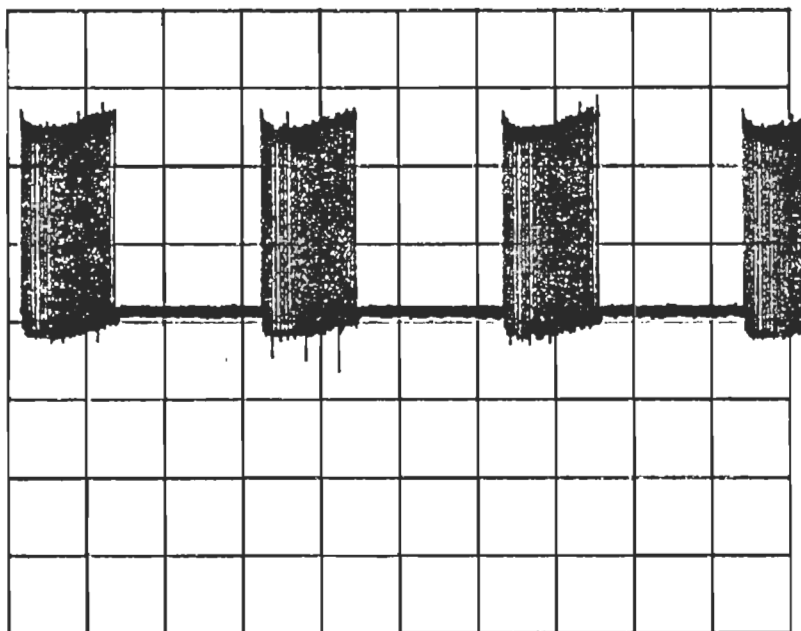
Fig.8.16 Réponse en fréquences ; a) C.M.G ; b) C.A.G

horz( $f$ ):10 Hz/div; vert( $i$ ): 0.16 A/div



VIII- 2- 5 Variable de commande

a)



b)

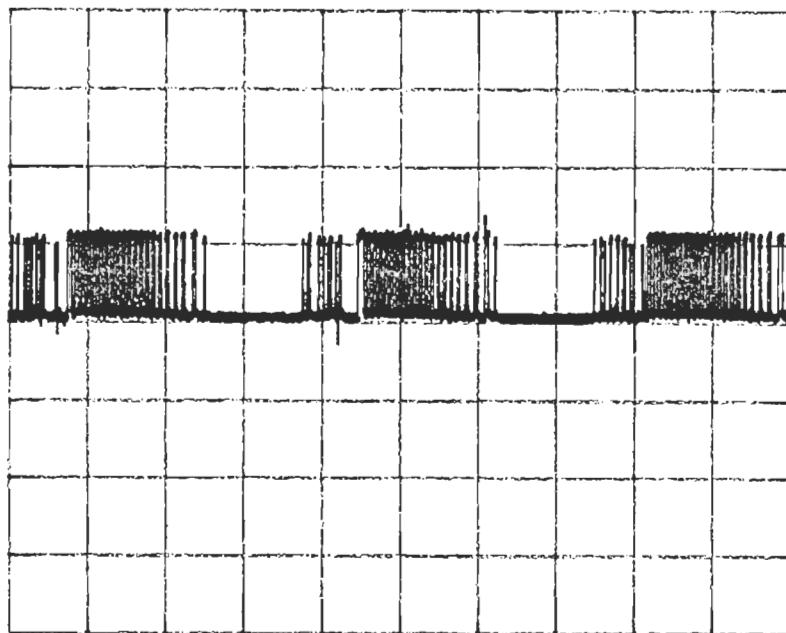


Fig.8.17 variable de commande u ; a) C.M.G ; b) C.A.G

horz(t): 10ms/div; vert(v(u)) a: 2V/div, b: 4V/div

VIII- 2- 6 Courant dans la charge; essai de variation de 50% de la charge

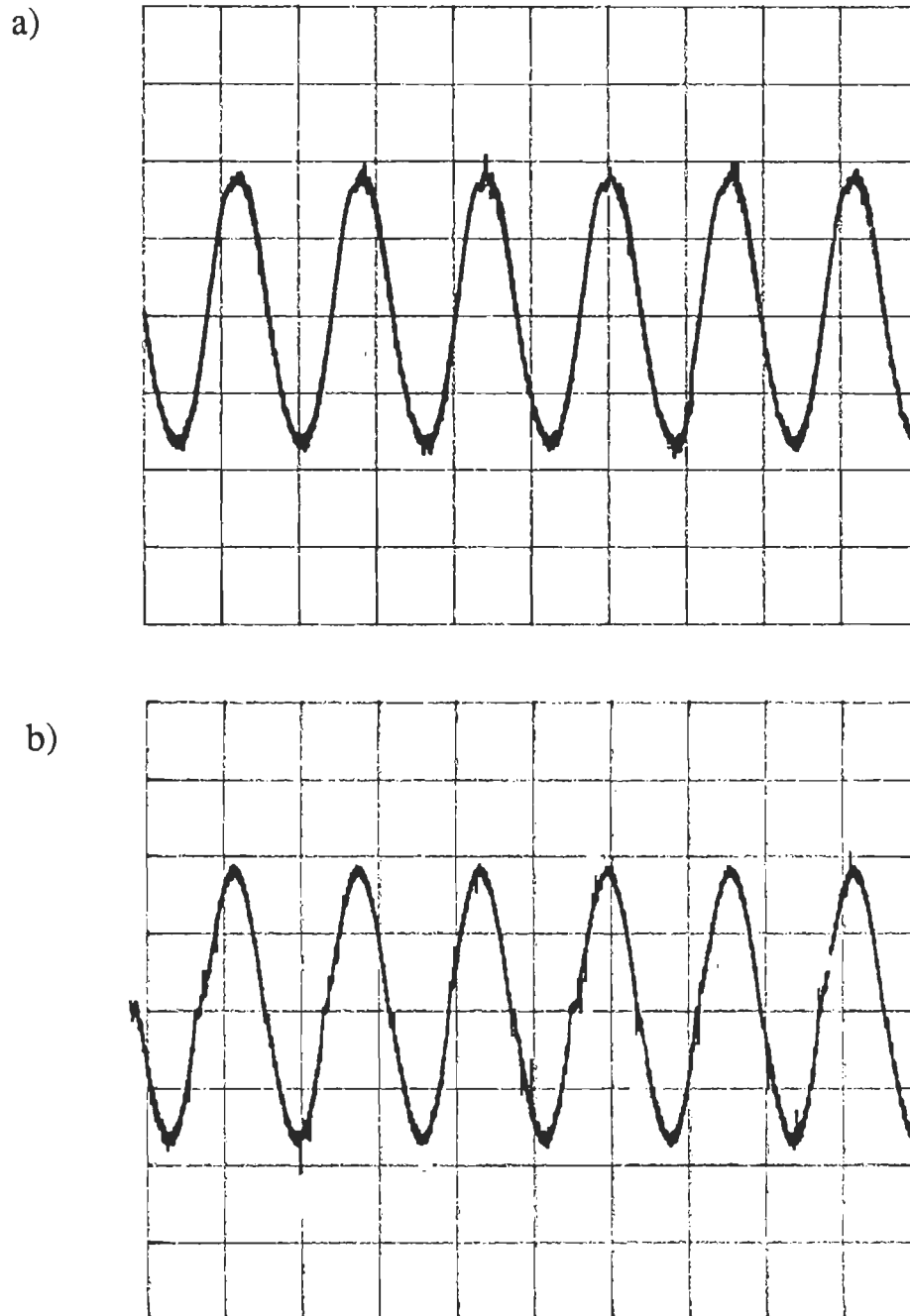
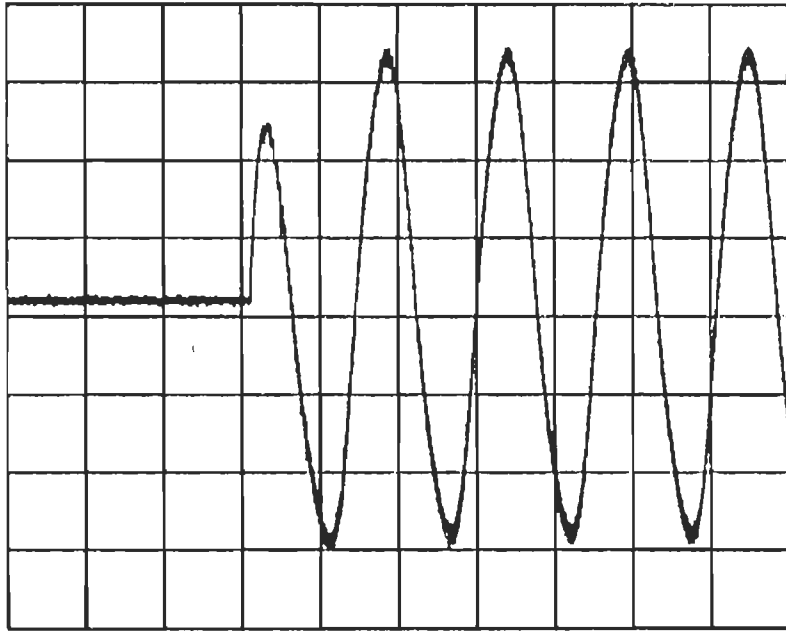


Fig.8.18 Courant dans la charge; effet de variation de 50 % de la resistance de charge; a) C.M.G ; b) C.A.G horz(t): 10ms/div; vert(i): 2A/div

### VIII- 2- 7 Courant dans la charge; régime dynamique

a)



b)

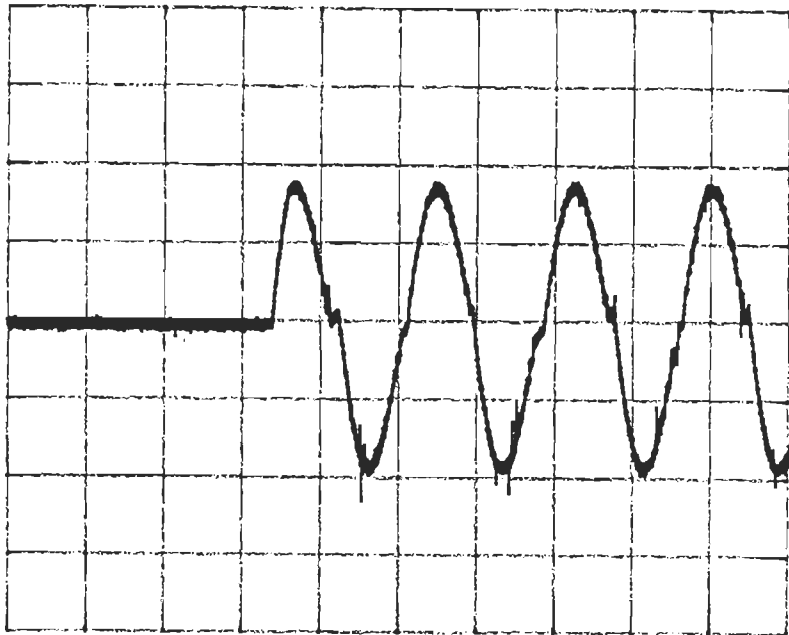


Fig.8.19 Courant dans la charge; régime dynamique a) C.M.G ; b) C.A.G

horz(t): 10ms/div; vert(i): a:0.5A/div; b: 1A/div.

### VIII- 2- 8 Commande par hystérésis

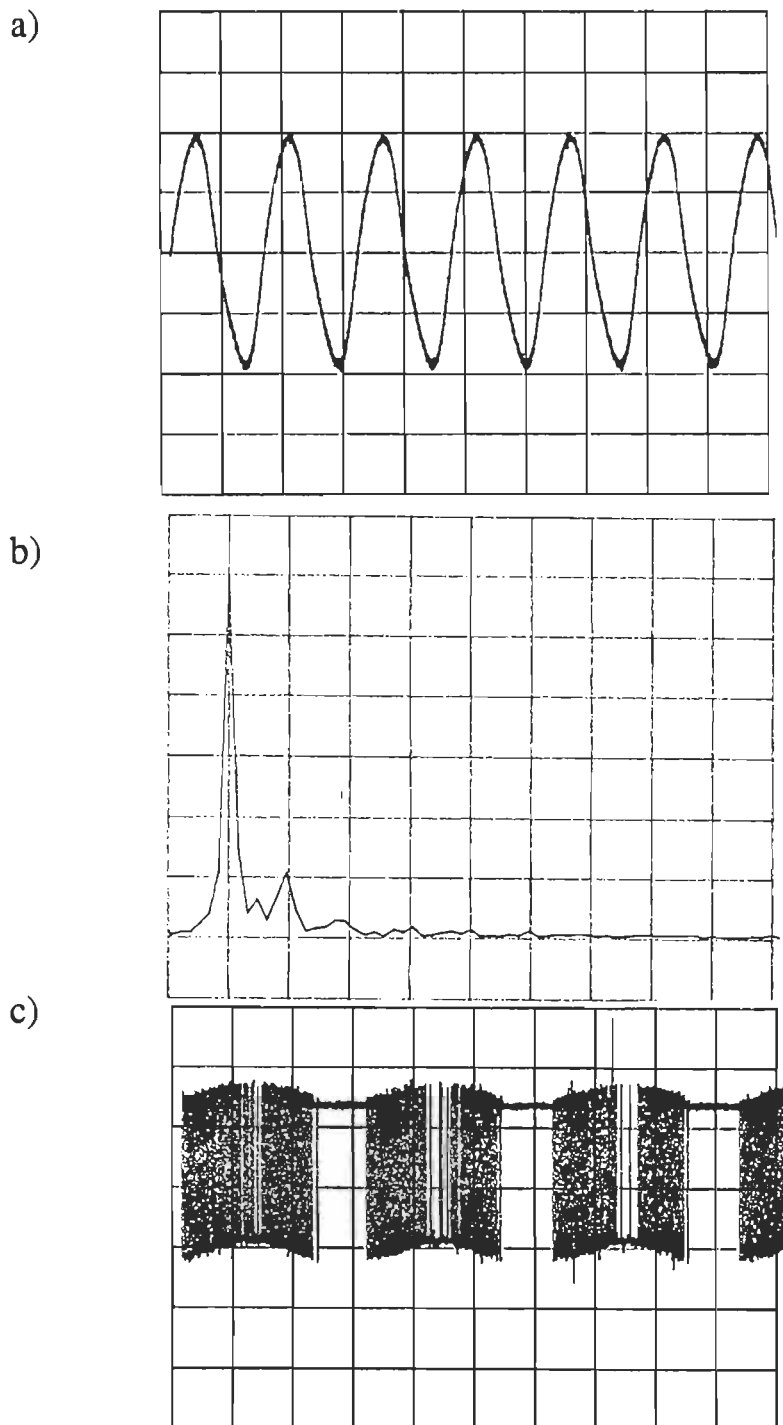


Fig.8.20 Commande par Hystérésis; a) courant dans la charge , b) réponse en fréquences, c) variable de commande; t: 10ms/div; f: 60 Hz/div; i: 1A/div

### VIII- 3 Analyse des résultats

L'examen des formes d'ondes du courant dans la charge montre que ce dernier présente une allure sinusoïdale pour les deux méthodes de commande (fig.8.13), et ce conformément aux résultats de simulation obtenus dans les chapitres V et VII, (fig.5.4 et fig 7.11). On déduit, cependant que l'écart statique entre le courant de sortie et la référence de courant est pratiquement nul (la valeur de l'amplitude du courant de référence étant fixée à 2A).

Les figures 5.5 et 7.12 montrent le plan d'état (i,v) de l'onduleur respectivement dans le cas de la CMG et la CAG, il est à remarquer que le régime dynamique dans les deux cas est très rapide ( $1/3$  période pour la CAG et  $2/3$  période pour la CMG). La dynamique du convertisseur est vérifiée expérimentalement pour les deux méthodes de commande tel que c'est représenté à la figure 8.19 et qui montre que l'établissement du courant dans la charge est presque instantané.

Le contenu en harmoniques du courant dans la charge montre que ce dernier est faible du côté basse fréquence (fig.5.6, fig.7.13 et fig.8.16), il est à remarquer que le taux de distorsion harmonique est légèrement plus élevé pour le cas de la CAG (9% pour la CMG et 11% pour la CAG).

Les figures 5.8 et 7.15 et 8.18 montrent l'effet de variation de 50 % de la charge à  $t = 0.025$  s, on remarque que dans les deux cas, les commandes sont insensibles à ces variations. Pour les variations de l'amplitude du courant et de la fréquence de référence on voit d'après les figures 5.9 5.10, 7.16 et 7.17 que le convertisseur suit parfaitement ces variations.

Les figures 5.7, 7.14, et 8.17 montrent la variation de la variable de commande  $u$  pour les deux méthodes de commande, on voit que le nombre de

commutations par période sont égaux à 22 pour la CAG et 28 pour la CMG.

Une étude comparative est faite entre les deux méthodes de commande étudiées et la commande par hystérésis classique appliquée au même convertisseur [11], l'étude a montré que pour les commandes dans l'espace d'état, les pertes par commutation, directement liées au nombre de commutations par période, sont réduites d'au moins deux fois par rapport à la commande par hystérésis tout en gardant une bonne réponse en fréquence. Les résultats expérimentaux correspondant à la commande par hystérésis sont représentés à la figure 8.20. Le tableau 2 résume les résultats de cette comparaison.

Tableau 2. Comparaison entre la CH, la CMG et la CAG

	régime dynamique	nombre de commut.	TDH	complexité de la commande
CH	3/4 période	56 commut. par période	15 %	1 capteur 1 référence sin.
CMG	2/3 période	28 commut. par période	9 %	2 capteurs 1 référence sin.
CAG	1/2 période	22 commut. par période	11 %	2 capteurs 2 multiplieurs

Dans le cas étudié de l'onduleur en demi-pont, les coefficients de contre-réaction d'état ainsi que le scalaire d'intervention de la grandeur de référence pour le cas de la CMG, ne dépendent pas des valeurs de  $R$  et  $L$  de la charge, dans ce cas il n'était pas nécessaire d'associer au circuit de commande un régulateur intégrateur, par contre, pour d'autres types de convertisseurs où les coefficients deviennent dépendants de la charge, il faut en prévoir un pour ne pas engendrer un écart statique lors des variations de la charge.

Du point de vue complexité de l'implantation de la commande, la CMG est simple à réaliser et ne nécessite que des composants standards, mais elle requiert, comme toutes les autres méthodes classiques, une référence externe sinusoïdale. D'autre part la CAG nécessite deux multiplicateurs analogiques dont le prix reste excessif, mais son principal avantage réside dans le fait qu'elle ne requiert pas de référence externe sinusoïdale, cependant le réglage de la fréquence et du courant de référence se fait par variations de grandeurs continues, vu la contre-réaction non-linéaire dont le système est doté.

## CONCLUSION

Dans ce travail de recherche, on a étudié l'application de deux méthodes de commande opérant dans l'espace d'état appliquées à un onduleur de tension monophasé. La comparaison de ces deux techniques de commande par rapport à la commande par hystérésis classique montre leur supériorité concernant surtout la réduction des pertes par commutation d'environ deux fois.

Pour le cas de la commande par mode de glissement, bien que les résultats de simulation ainsi que les résultats expérimentaux ont été limités au cas de l'onduleur monophasé en demi-pont, l'étude de modélisation de certains convertisseurs ainsi que l'étude théorique de la commande permet la généralisation de la méthode pour d'autres types de convertisseurs. Cette technique de commande présente une simplicité dans sa réalisation pratique, ainsi qu'une souplesse quant à la variation des coefficients de contre-réaction d'état et de variation des caractéristiques de la grandeur de sortie (amplitude et fréquence). Pour le convertisseur choisi, les coefficients de contre-réaction ne dépendent pas de la charge ce qui lui confère un comportement robuste.

Pour la commande par approche géométrique, la conception du schéma de commande peut être généralisée pour d'autres types de convertisseurs présentant des points singuliers stables. Le principal avantage de cette commande est sa procuration au convertisseur une autonomie parfaite: le



convertisseur ne dépend plus d'une référence externe variable de laquelle dépendent ses caractéristiques en tension et fréquence. Par contre le réglage des grandeurs de référence n'est pas assez souple, ce qui rend son application peu avantageuse dans le cas des entraînements variables des machines électriques.

Une stabilité globale caractérise la CAG puisqu'aucune opération de linéarisation n'a été effectuée.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.M. Bass and P.T.Krein, " Phase Plane Analysis of DC-DC Converters" Proc. of the IEEE, 20 th North American Symposium, 1988, pp. 216-225.
- [2] R.M.Bass and P.T. Krein, " Switching Boundary Geometry and the Control of Single Phase Inverter" IEEE, Power Electronics Specialists Conference pp. 543-547, 1989.
- [3] F.Boudjema, M.Bascardin, P. Bidan, J.C. Marpinard, M. Valentin and J.L.Abautit, " VSS Approach to a Full Bridge Converter of AC Sine Voltage" Proc. of the IEEE Electronics Specialists Conference 1989 , pp. 84-88.
- [4] H. Bühler, " Réglage par mode de glissement" Éditions des Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [5] H. Bühler, " Réglage échantillonné, Vol 2, Traitement dans l'espace d'état" Éditions des Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1983.
- [6] H. Bühler, " Électronique de puissance" Éditions des Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1984.

- [7] Y. Chéron, " La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique" Technique et Documentation- Lavoisier 1989.
- [8] J.C. Gilles, " Introduction aux systèmes asservis non-linéaires" Editions Dunod, 1977.
- [9] M. Méerov, Y. Mikailov, V. Friedman," Principe de la commande automatique" Editions Mir Moscou, 1983, pp. 350-360.
- [10] F.Mnif, Y.Dubé, K.Al-Haddad, " Étude de Nouvelles Approches de Commande d'un Convertisseur de Puissance CC-CA" Proceeding of the Electrical Engeneerig and Computer Conference, Ottawa, sept. 1990, pp.33.5.1-33.5.4.
- [11] F.Mnif, Y.Dubé, K. Al-Haddad, " A Comparative Study between Sliding Modes, Geometrical Approach and Hyteresis Control Laws Applied on a Single Phase Inverter" Envoyé pour IEEE Power Electronics Specialits Conference, 1991.
- [12] K.D. Ngo, " Low Frequency Characterisation of PWM Converters" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol, PE-1 N°4 pp223-230, oct 1986.
- [13] Groupes de Professeurs, " Hacheurs et onduleurs autonomes" Notes de cours, Ecole Polytechnique de Toulouse, 1983.

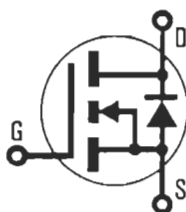
- [14] L.Pughsi, M.Carpita, M.Marshisoni," Power Conditioning Using Sliding Mode Control" IEEE, Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 626-637.
- [15] R.Redl and N.O. Sokal, "Near Optimum Dynamic Regulation of DC-DC Converters Assym. Feed- Forward of Output Current and Input Voltage with Current Mode Control" IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol. PE-1 N°3 pp.181-192, july 1986.
- [16] S.R. Sanders, G.C. Verghese and P.F. Cameron, " Non-linear Control Laws for Switching Power Converters" Proceeding of the IEEE, 25 th Conference on Desicion and Control" Athens, Greece, Dec. 1986.
- [17] G.Seguir et F. Labrique, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance" Vol. 4, Technique et Documentation- Lavoisier 1989.
- [18] H.Sira-Ramirez, " A Geometric Approach to Pulse-Width-Modulated Control Design, IEEE Proc. of the 26th Conference on Desicion and Control Los Angeles, CA, December 87, pp.1771-1776.
- [19] J.J. Slotine, " Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces" Ph. D thesis, Massachussets Institute of Technology, 1983.
- [20] V.I. Utkin, " Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE, trans. on automatic control, Vol AC-22, 1977, N°2 pp. 212- 222.

- [21] V.I. Utkin, "Sliding modes and their applications in variable structure systems" Editions Mir Moscou, 1983.
- [22] M.Valentin, " Contribution à l'analyse des convertisseurs statiques et leur commande à fort signal" Thèse d'état N°1173, Toulouse, 1984.
- [23] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Cùk, " Sliding Mode of DC to Dc Converters" IEEE Proc. IECON' 85 pp 251-258.

## ANNEXES

# INTERNATIONAL RECTIFIER

## HEXFET® TRANSISTORS IRF230



N-Channel

IRF231

IRF232

IRF233

### 200 Volt, 0.4 Ohm HEXFET

The HEXFET® technology is the key to International Rectifier's advanced line of power MOSFET transistors. The efficient geometry and unique processing of the HEXFET design achieve very low on-state resistance combined with high transconductance and great device ruggedness.

The HEXFET transistors also feature all of the well established advantages of MOSFETs such as voltage control, freedom from second breakdown, very fast switching, ease of paralleling, and temperature stability of the electrical parameters.

They are well suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers, and high energy pulse circuits.

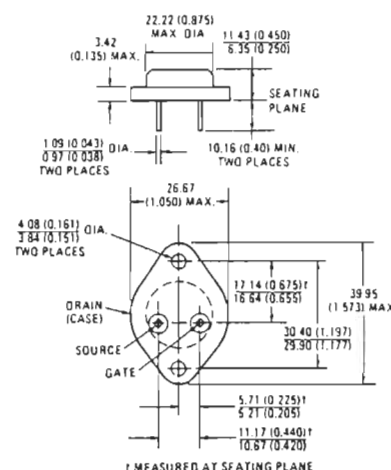
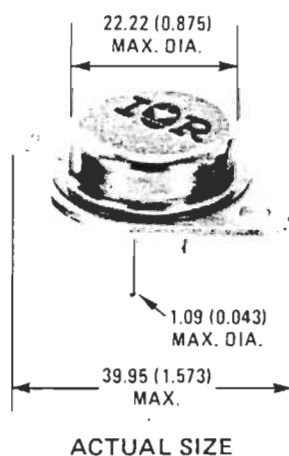
### Features:

- Fast Switching
- Low Drive Current
- Ease of Paralleling
- No Second Breakdown
- Excellent Temperature Stability

### Product Summary

Part Number	$V_{DS}$	$R_{DS(on)}$	$I_D$
IRF230	200V	0.4Ω	9.0A
IRF231	150V	0.4Ω	9.0A
IRF232	200V	0.6Ω	8.0A
IRF233	150V	0.6Ω	8.0A

### CASE STYLE AND DIMENSIONS



Conforms to JEDEC Outline TO-204AA (TO-3)  
Dimensions in Millimeters and (Inches)

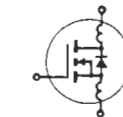
# IRF230, IRF231, IRF232, IRF233 Devices

## Absolute Maximum Ratings

Parameter	IRF230	IRF231	IRF232	IRF233	Units
$V_{DS}$ Drain - Source Voltage ①	200	150	200	150	V
$V_{DGR}$ Drain - Gate Voltage ( $R_{GS} = 1\text{ M}\Omega$ ) ①	200	150	200	150	V
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current	9.0	9.0	8.0	8.0	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current	6.0	6.0	5.0	5.0	A
$I_{DM}$ Pulsed Drain Current ③	36	36	32	32	A
$V_{GS}$ Gate - Source Voltage	$\pm 20$				V
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Max. Power Dissipation	75 (See Fig. 14)				W
Linear Derating Factor	0.6 (See Fig. 14)				W/K
$I_{LM}$ Inductive Current, Clamped	(See Fig. 15 and 16) $L = 100\mu\text{H}$				A
	36	36	32	32	
$T_J$ Operating Junction and $T_{stg}$ Storage Temperature Range	$-55$ to $150$				$^\circ\text{C}$
Lead Temperature	300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s)				$^\circ\text{C}$

## Electrical Characteristics @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$BV_{DSS}$ Drain - Source Breakdown Voltage	IRF230	200	—	—	V	$V_{GS} = 0\text{V}$ $I_D = 250\mu\text{A}$
	IRF232	200	—	—	V	
	IRF231	150	—	—	V	
$V_{GS(th)}$ Gate Threshold Voltage	ALL	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250\mu\text{A}$
$I_{GSS}$ Gate-Source Leakage Forward	ALL	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20\text{V}$
$I_{GSS}$ Gate-Source Leakage Reverse	ALL	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20\text{V}$
$I_{DSS}$ Zero Gate Voltage Drain Current	ALL	—	—	250	$\mu\text{A}$	$V_{DS} = \text{Max. Rating}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$
		—	—	1000	$\mu\text{A}$	$V_{DS} = \text{Max. Rating} \times 0.8$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$
$I_{D(on)}$ On-State Drain Current ②	IRF230	9.0	—	—	A	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on) \text{ max.}}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$
	IRF231	8.0	—	—	A	
	IRF232	8.0	—	—	A	
$R_{DS(on)}$ Static Drain-Source On-State Resistance ②	IRF230	—	0.25	0.4	$\Omega$	$V_{GS} = 10\text{V}$ , $I_D = 5.0\text{A}$
	IRF231	—	0.25	0.4	$\Omega$	
	IRF232	—	0.4	0.6	$\Omega$	
$g_{fs}$ Forward Transconductance ②	ALL	3.0	4.8	—	S (W)	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on) \text{ max.}}$ , $I_D = 5.0\text{A}$
$C_{iss}$ Input Capacitance	ALL	—	600	800	pF	$V_{GS} = 0\text{V}$ , $V_{DS} = 25\text{V}$ , $f = 1.0\text{MHz}$ See Fig. 10
$C_{oss}$ Output Capacitance	ALL	—	250	450	pF	
$C_{rss}$ Reverse Transfer Capacitance	ALL	—	80	150	pF	$V_{DD} = 90\text{V}$ , $I_D = 5.0\text{A}$ , $Z_o = 15\Omega$ See Fig. 17 (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature.)
$t_{d(on)}$ Turn-On Delay Time	ALL	—	—	30	ns	
$t_r$ Rise Time	ALL	—	—	50	ns	
$t_{d(off)}$ Turn-Off Delay Time	ALL	—	—	50	ns	
$t_f$ Fall Time	ALL	—	—	40	ns	$V_{GS} = 10\text{V}$ , $I_D = 12\text{A}$ , $V_{DS} = 0.8 \text{ Max. Rating}$ . See Fig. 18 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)
$Q_g$ Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain)	ALL	—	19	30	nC	
$Q_{gs}$ Gate-Source Charge	ALL	—	10	—	nC	
$Q_{gd}$ Gate-Drain ("Miller") Charge	ALL	—	9.0	—	nC	
$L_D$ Internal Drain Inductance	ALL	—	5.0	—	nH	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of die.
$L_S$ Internal Source Inductance	ALL	—	12.5	—	nH	Measured from the source pin, 6 mm (0.25 in.) from header and source bonding pad.




## Thermal Resistance

$R_{thJC}$ Junction-to-Case	ALL	—	—	1.67	K/W	
$R_{thCS}$ Case-to-Sink	ALL	—	0.1	—	K/W	Mounting surface flat, smooth, and greased.
$R_{thJA}$ Junction-to-Ambient	ALL	—	—	30	K/W	Free Air Operation



IRF230, IRF231, IRF232, IRF233 Devices

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	IRF230 IRF231	—	—	9.0	A	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junction rectifier. 
		IRF232 IRF233	—	—	8.0	A	
$I_{SM}$	Pulse Source Current (Body Diode) ①	IRF230 IRF231	—	—	36	A	
		IRF232 IRF233	—	—	32	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage ②	IRF230 IRF231	—	—	2.0	V	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_S = 9.0\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$
		IRF232 IRF233	—	—	1.8	V	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_S = 8.0\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	ALL	—	450	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_F = 9.0\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
$Q_{RR}$	Reverse Recovered Charge	ALL	—	3.0	—	$\mu\text{C}$	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_F = 9.0\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
$t_{on}$	Forward Turn-on Time	ALL	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_S + L_D$ .				

①  $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $150^\circ\text{C}$ .      ② Pulse Test: Pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ .      ③ Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Fig. 5).

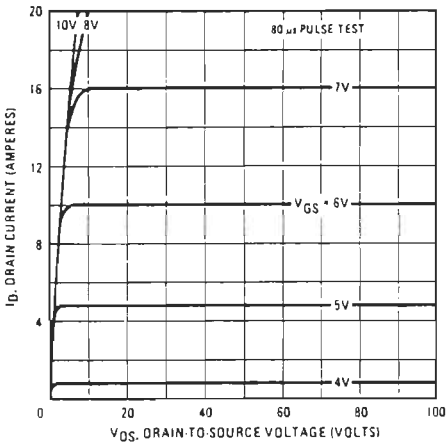


Fig. 1 — Typical Output Characteristics

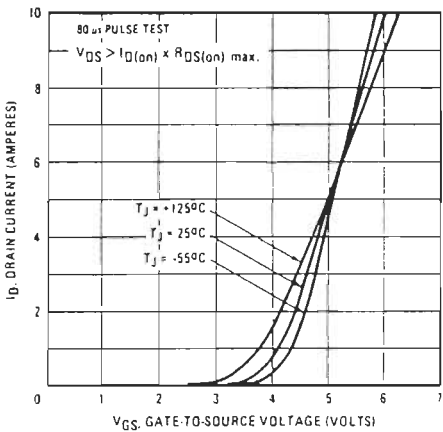


Fig. 2 — Typical Transfer Characteristics

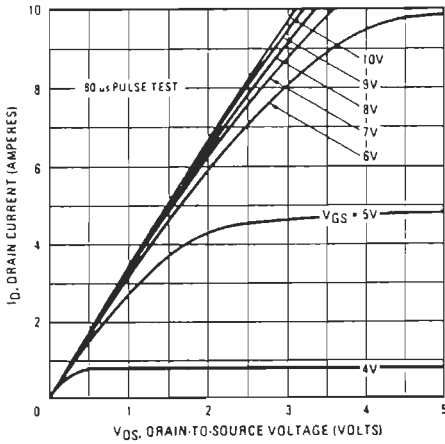


Fig. 3 — Typical Saturation Characteristics

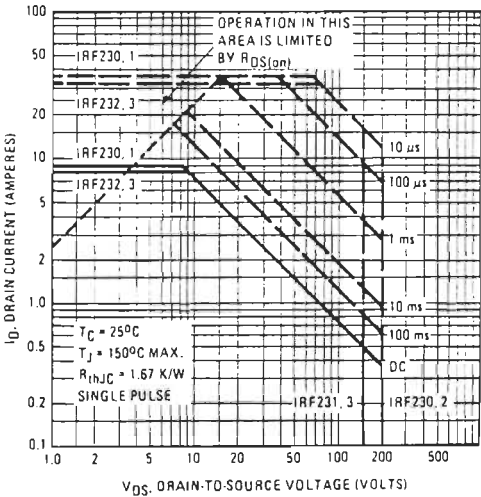


Fig. 4 — Maximum Safe Operating Area

## IRF230, IRF231, IRF232, IRF233 Devices

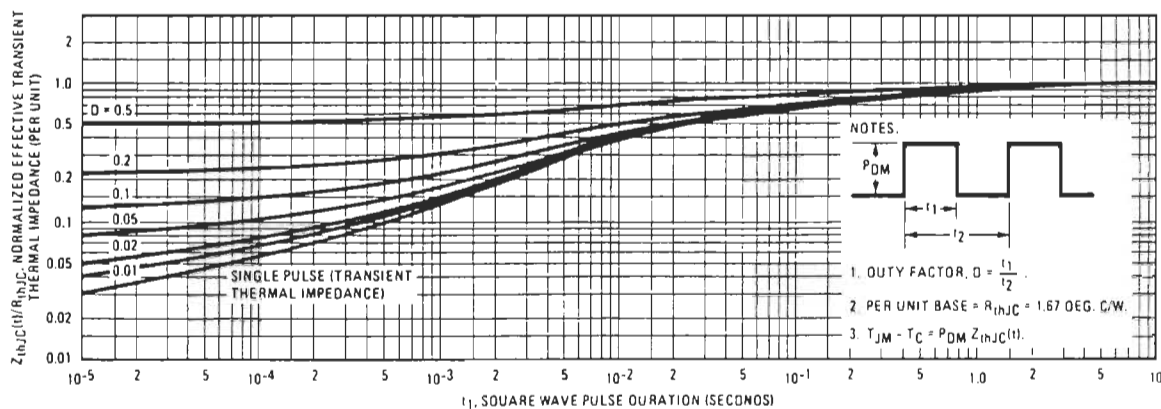


Fig. 5 — Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case Vs. Pulse Duration

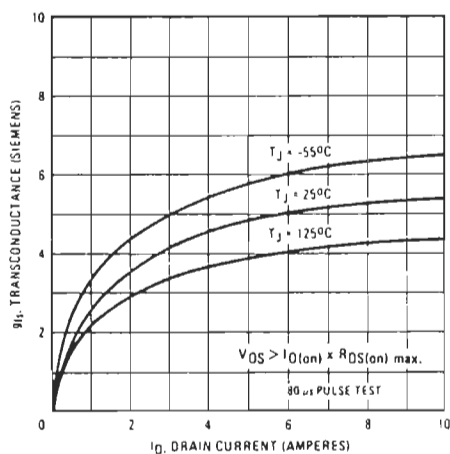


Fig. 6 — Typical Transconductance Vs. Drain Current

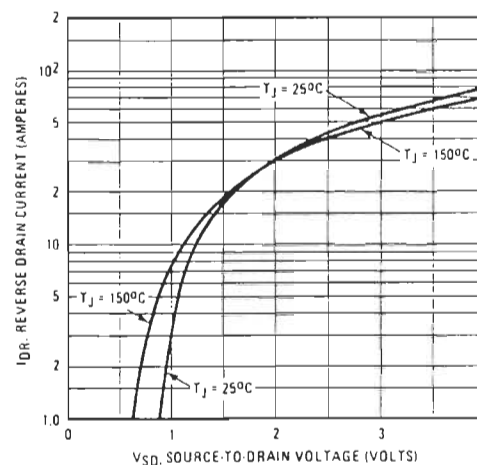


Fig. 7 — Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

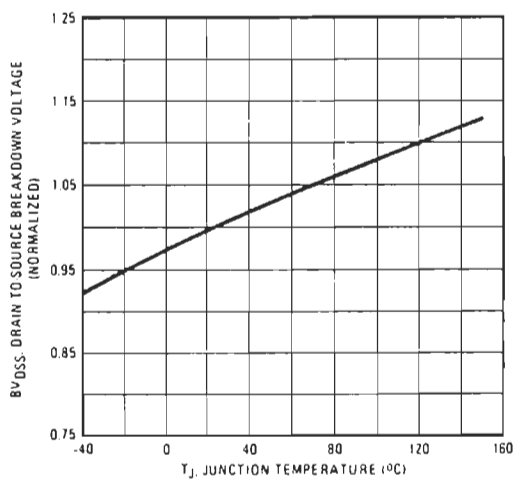


Fig. 8 — Breakdown Voltage Vs. Temperature

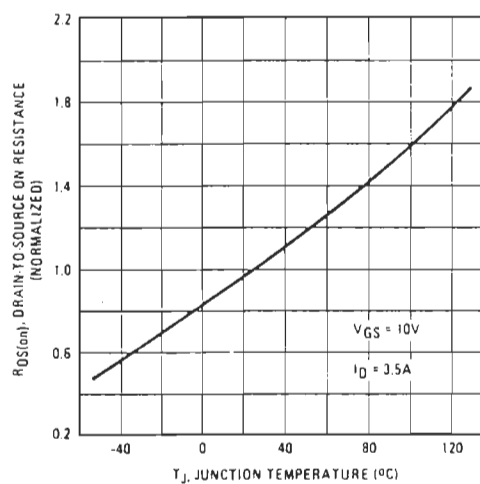
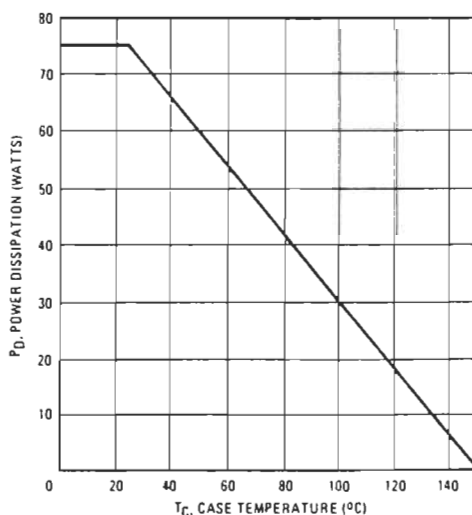
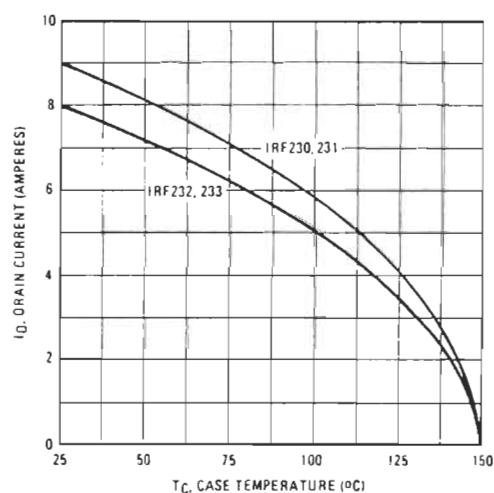
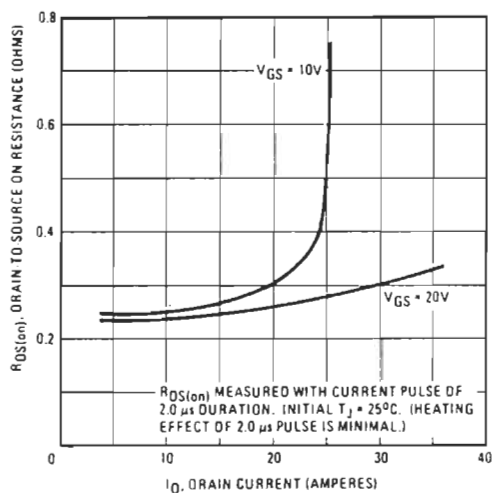
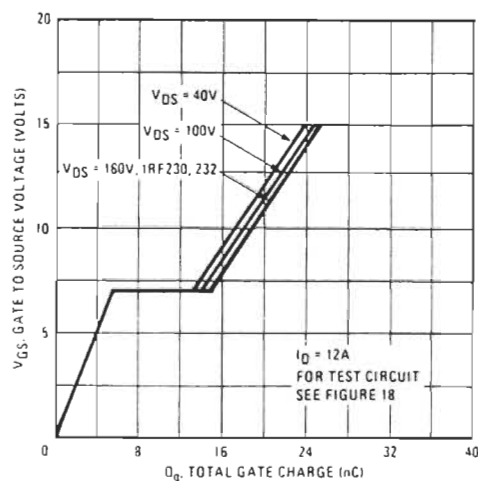
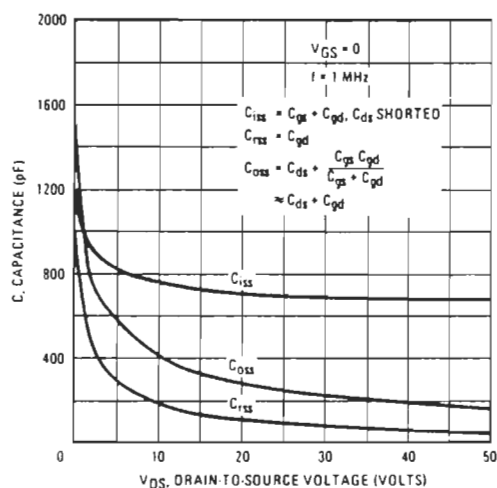


Fig. 9 — Normalized On-Resistance Vs. Temperature

# IRF230, IRF231, IRF232, IRF233 Devices



# IRF230, IRF231, IRF232, IRF233 Devices

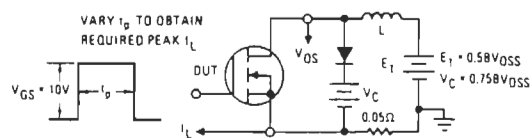


Fig. 15 — Clamped Inductive Test Circuit



Fig. 16 — Clamped Inductive Waveforms

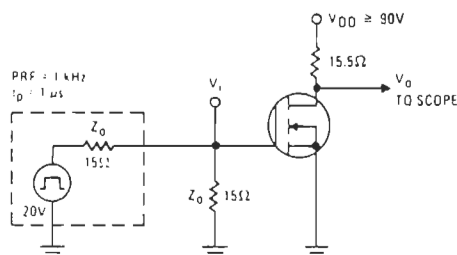


Fig. 17 — Switching Time Test Circuit

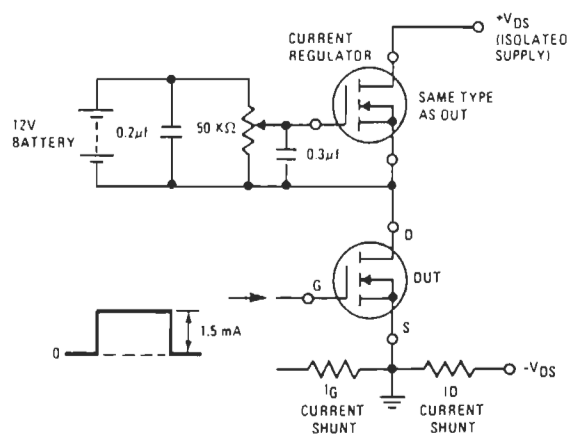


Fig. 18 — Gate Charge Test Circuit


**MOTOROLA**
**LM111  
LM211  
LM311**

### HIGHLY FLEXIBLE VOLTAGE COMPARATORS

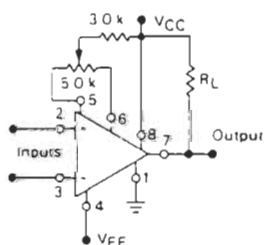
The ability to operate from a single power supply of 5.0 to 30 volts or  $\pm 15$  volt split supplies, as commonly used with operational amplifiers, makes the LM111/LM211/LM311 a truly versatile comparator. Moreover, the inputs of the device can be isolated from system ground while the output can drive loads referenced either to ground, the  $V_{CC}$  or the  $V_{EE}$  supply. This flexibility makes it possible to drive DTL, RTL, TTL, or MOS logic. The output can also switch voltages to 50 volts at currents to 50 mA. Thus the LM111/LM211/LM311 can be used to drive relays, lamps or solenoids.

### HIGH PERFORMANCE VOLTAGE COMPARATORS

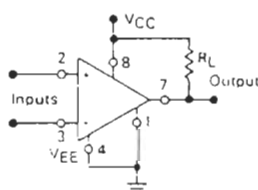
SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUIT

#### TYPICAL COMPARATOR DESIGN CONFIGURATIONS

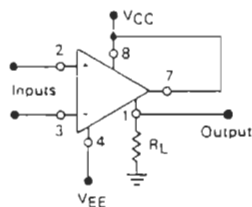
Split Power-Supply with  
Offset Balance



Single Supply

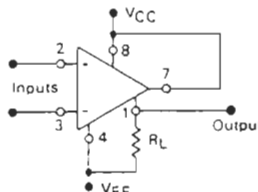


Ground-Referred Load



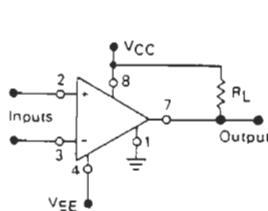
Input polarity is reversed when  
Gnd pin is used as an output.

Load Referred to  
Negative Supply

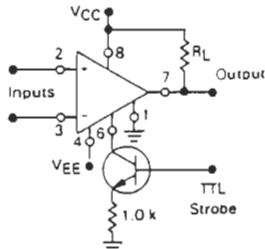


Input polarity is reversed when  
Gnd pin is used as an output.

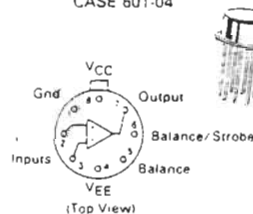
Load Referred to  
Positive Supply



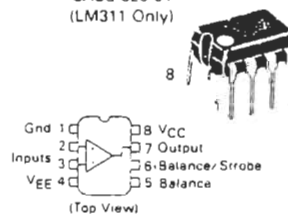
Strobe Capability



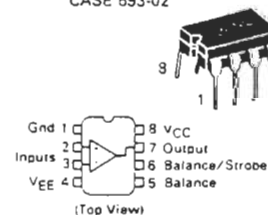
H SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 601-04



N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626-04  
(LM311 Only)



J-8 SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 693-02



#### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM111H LM111J-8	-55°C to +125°C	Metal Can Ceramic DIP
LM211H LM211J-8	-25°C to +85°C	Metal Can Ceramic DIP
LM311H LM311J-8 LM311N	0°C to +70°C	Metal Can Ceramic DIP Plastic DIP

## LM111, LM211, LM311

MAXIMUM RATINGS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value		Unit
		LM111 LM211	LM311	
Total Supply Voltage	$V_{CC} -  V_{EE} $	36	36	Vdc
Output to Negative Supply Voltage	$V_O - V_{EE}$	50	40	Vdc
Ground to Negative Supply Voltage	$V_{EE}$	30	30	Vdc
Input Differential Voltage	$V_{ID}$	$\pm 30$	$\pm 30$	Vdc
Input Voltage (Note 2)	$V_{in}$	$\pm 15$	$\pm 15$	Vdc
Voltage at Strobe Pin	—	$V_{CC}$ to $V_{CC}-5$	$V_{CC}$ to $V_{CC}-5$	Vdc
Power Dissipation and Thermal Characteristics				
Metal Package	$P_D$	680		mW
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	5.5		mW/ $^\circ\text{C}$
Plastic and Ceramic Dual In-Line Packages	$P_D$	625		mW
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	5.0		mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	$T_A$			$^\circ\text{C}$
LM111		-55 to +125	—	
LM211		-25 to +85	—	
LM311		—	0 to +70	
Operating Junction Temperature	$T_{J(max)}$	+150	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted [Note 1].)

Characteristic	Symbol	LM111 LM211			LM311			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 3)	$V_{IO}$	—	0.7	3.0	—	2.0	7.5	mV
$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$		—	—	4.0	—	—	10	
$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ , $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}^*$		—	—	—	—	—	—	
Input Offset Current (Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$	$I_{IO}$	—	1.7	10	—	1.7	50	nA
$T_{low} \leq T_A \leq T_{high}^*$		—	—	20	—	—	70	
Input Bias Current, $T_A = +25^\circ\text{C}$	$I_{IB}$	—	45	100	—	45	250	nA
$T_{low} \leq T_A \leq T_{high}^*$		—	—	150	—	—	300	
Voltage Gain	$A_V$	40	200	—	40	200	—	V/mV
Response Time (Note 4)		—	200	—	—	200	—	ns
Saturation Voltage	$V_{OL}$	—	0.75	1.5	—	—	—	V
$V_{ID} \leq -5.0\text{ mV}$ , $I_O = 50\text{ mA}$		—	—	—	—	0.75	1.5	
$V_{ID} \leq -10\text{ mV}$ , $I_O = 50\text{ mA}$		—	—	—	—	—	—	
$V_{CC} \geq 4.5\text{ V}$ , $V_{EE} = 0$ , $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}^*$		—	0.23	0.4	—	—	—	
$V_{ID} \leq -6.0\text{ mV}$ , $I_{sink} \leq 8.0\text{ mA}$		—	—	—	—	0.23	0.4	
$V_{ID} \leq -10\text{ mV}$ , $I_{sink} \leq 8.0\text{ mA}$		—	—	—	—	—	—	
Strobe "On" Current (Note 5)	$I_S$	—	3.0	—	—	3.0	—	mA
Output Leakage Current		—	0.2	10	—	—	—	nA
$V_{ID} \geq 5.0\text{ mV}$ , $V_O = 35\text{ V}$		—	—	—	—	0.2	50	nA
$V_{ID} \geq 10\text{ mV}$ , $V_O = 35\text{ V}$ , $I_{strobe} = 3.0\text{ mA}$		—	0.1	0.5	—	—	—	$\mu\text{A}$
$V_{ID} \geq 5.0\text{ mV}$ , $V_O = 35\text{ V}$ , $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}^*$		—	—	—	—	—	—	
Input Voltage Range ( $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}^*$ )	$V_{IR}$	-14.5	-14.7 to 13.8	13.0	-14.5	-14.7 to 13.8	13.0	V
Positive Supply Current	$I_{CC}$	—	+2.4	+6.0	—	+2.4	+7.5	mA
Negative Supply Current	$I_{EE}$	—	-1.3	-5.0	—	-1.3	-5.0	mA

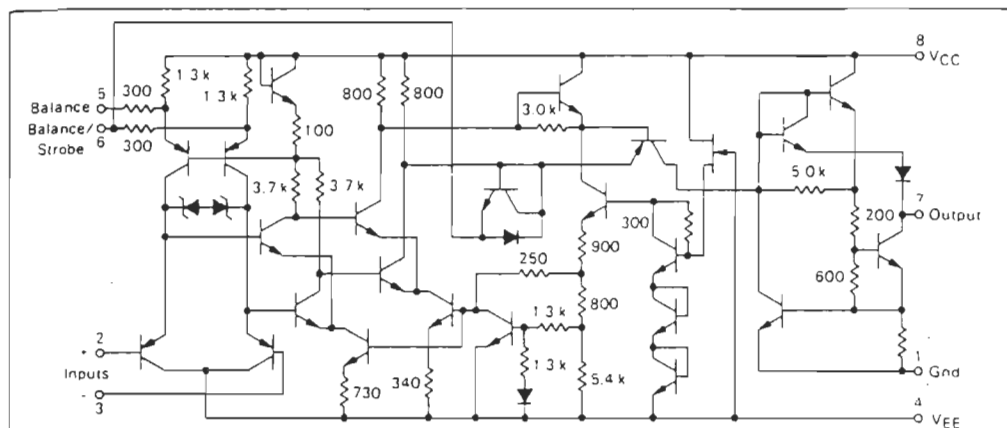
## NOTES:

- \*  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for LM111  
 $= -25^\circ\text{C}$  for LM211  
 $= 0^\circ\text{C}$  for LM311
- $T_{high} = +125^\circ\text{C}$  for LM111  
 $= +85^\circ\text{C}$  for LM211  
 $= +70^\circ\text{C}$  for LM311
- Offset voltage, offset current and bias current specifications apply for a supply voltage range from a single 5.0 volt supply up to  $\pm 15$  volt supplies.
  - This rating applies for  $\pm 15$  volt supplies. The positive input voltage limit is 30 volts above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30 volts below the positive supply, whichever is less.

- The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the "worst case" effects of voltage gain and input impedance.
- The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.
- Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3.0 to 5.0 mA.

## LM111, LM211, LM311

FIGURE 1 — CIRCUIT SCHEMATIC



## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 2 — INPUT BIAS CURRENT versus TEMPERATURE

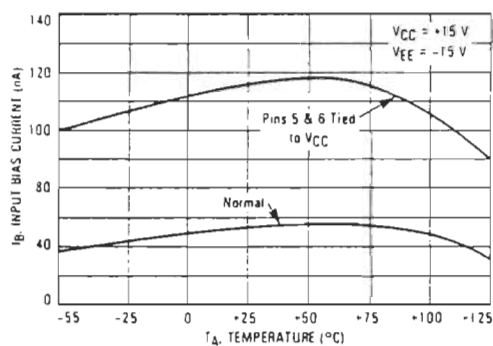


FIGURE 3 — INPUT OFFSET CURRENT versus TEMPERATURE

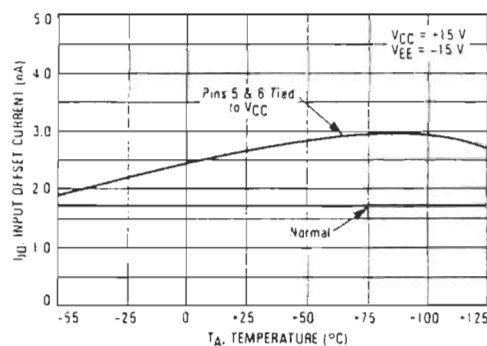


FIGURE 4 — INPUT BIAS CURRENT versus DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE

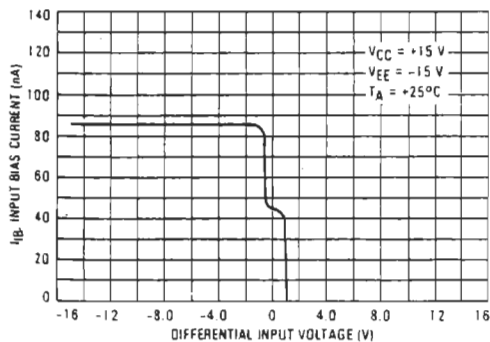
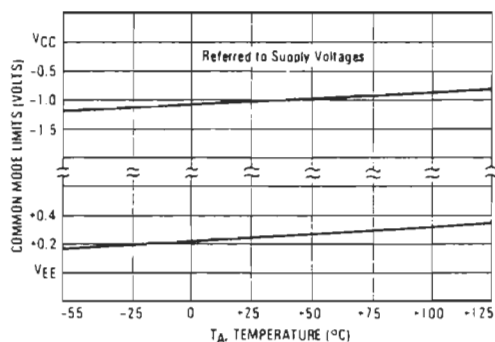


FIGURE 5 — COMMON MODE LIMITS versus TEMPERATURE



## LM111, LM211, LM311

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 6 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

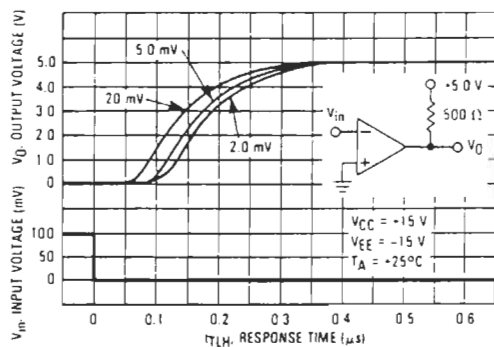


FIGURE 7 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

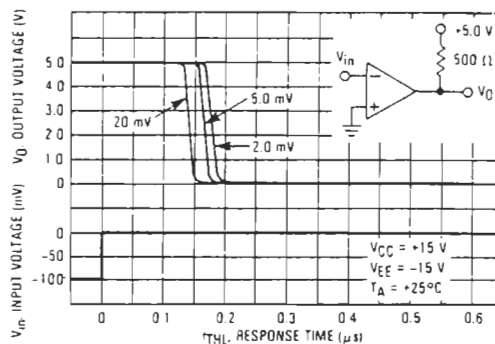


FIGURE 8 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

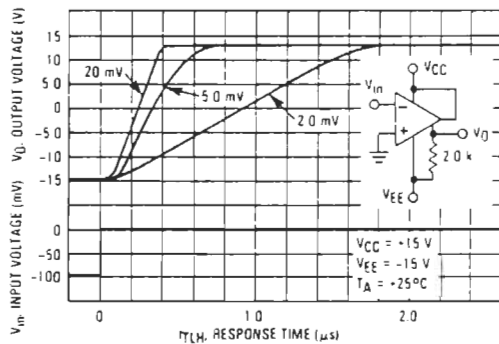


FIGURE 9 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

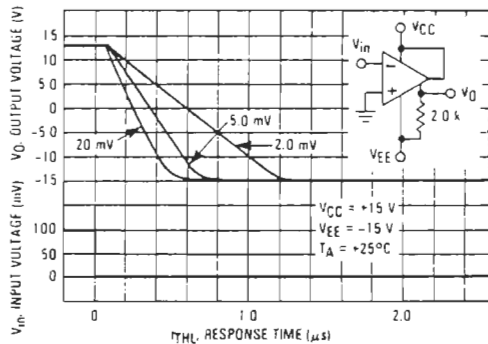


FIGURE 10 — OUTPUT SHORT CIRCUIT CURRENT CHARACTERISTICS AND POWER DISSIPATION

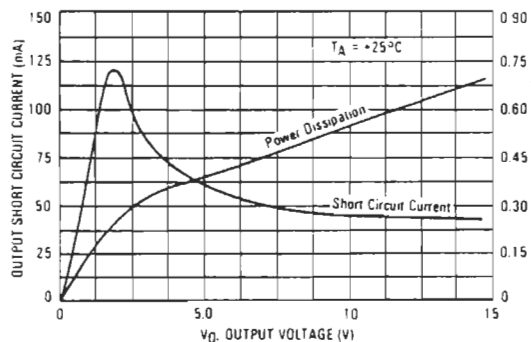
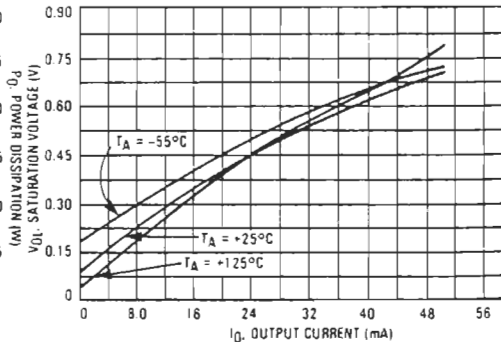


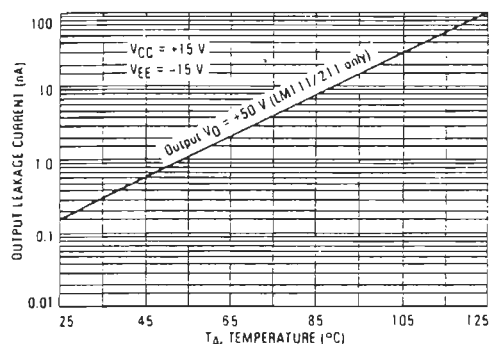
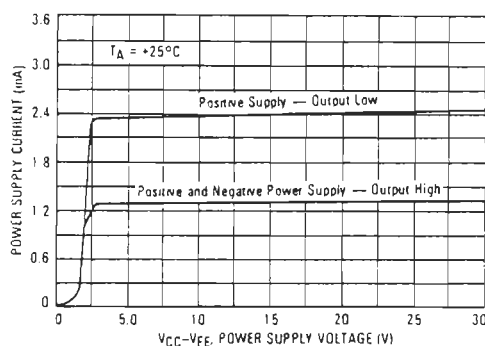
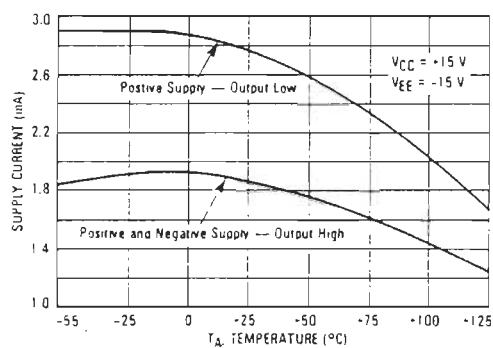
FIGURE 11 — OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus OUTPUT CURRENT



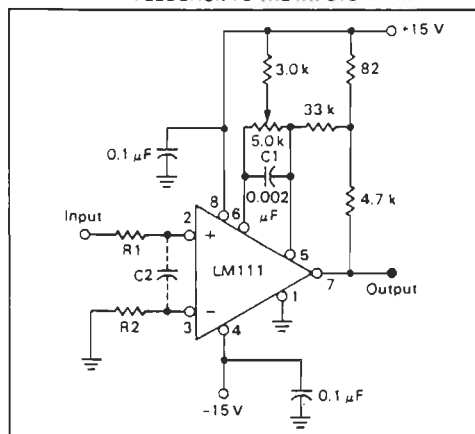
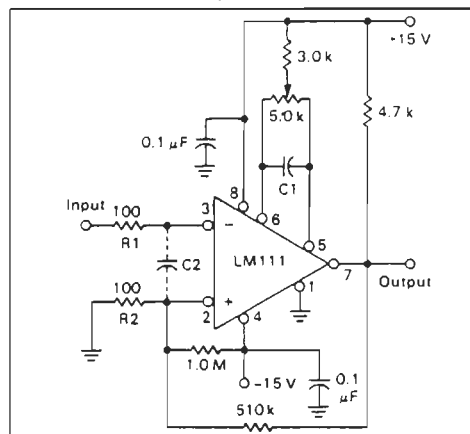


## LM111, LM211, LM311

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

FIGURE 12 — OUTPUT LEAKAGE CURRENT  
versus TEMPERATUREFIGURE 13 — POWER SUPPLY CURRENT  
versus SUPPLY VOLTAGEFIGURE 14 — POWER SUPPLY CURRENT versus  
TEMPERATURE

## APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 15 — IMPROVED METHOD OF ADDING  
HYSTERESIS WITHOUT APPLYING POSITIVE  
FEEDBACK TO THE INPUTSFIGURE 16 — CONVENTIONAL TECHNIQUE FOR  
ADDING HYSTERESIS



## Internally Trimmed Precision I.C. Multiplier

### AD632

#### FEATURES

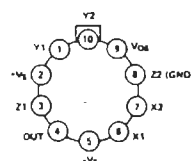
Pretrimmed to  $\pm 0.5\%$  Max 4-Quadrant Error  
All Inputs (X, Y and Z) Differential, High Impedance for  
 $[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10] + Z_2$  Transfer Function  
Scale-Factor Adjustable to Provide up to X10 Gain  
Low Noise Design:  $90\mu\text{V rms}$ , 10Hz-10kHz  
Low Cost, Monolithic Construction  
Excellent Long Term Stability

#### APPLICATIONS

High Quality Analog Signal Processing  
Differential Ratio and Percentage Computations  
Algebraic and Trigonometric Function Synthesis  
Accurate Voltage Controlled Oscillators and Filters

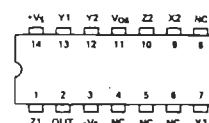
#### AD632 PIN CONFIGURATIONS

H-Package TO-100



TOP VIEW

D-Package TO-116



TOP VIEW

#### PRODUCT DESCRIPTION

The AD632 is an internally-trimmed monolithic four-quadrant multiplier/divider. The AD632B has a maximum multiplying error of  $\pm 0.5\%$  without external trims.

Excellent supply rejection, low temperature coefficients and long term stability of the on-chip thin film resistors and buried zener reference preserve accuracy even under adverse conditions. The simplicity and flexibility of use provide an attractive alternative approach to the solution of complex control functions.

The AD632 is pin for pin compatible with the industry standard AD532 with improved specifications and a fully differential high impedance Z-input. The AD632 is capable of providing gains of up to X10, frequently eliminating the need for separate instrumentation amplifiers to precondition the inputs. The AD632 can be effectively employed as a variable gain differential input amplifier with high common mode rejection. The effectiveness of the variable gain capability is enhanced by the inherent low noise of the AD632:  $90\mu\text{V rms}$ .

#### PRODUCT HIGHLIGHTS

**Guaranteed Performance Over Temperature:** The AD632A and AD632B are specified for maximum multiplying errors of  $\pm 1.0\%$  and  $\pm 0.5\%$  of full scale, respectively at  $+25^\circ\text{C}$  and are rated for operation from  $-25^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ . Maximum multiplying errors of  $\pm 2.0\%$  (AD632S) and  $\pm 1.0\%$  (AD632T) are guaranteed over the extended temperature range of  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ .

**High Reliability:** The AD632S and AD632T series are also available with MIL-STD-883 Level B screening and all devices are available in either the hermetically-sealed TO-100 metal can or TO-116 ceramic DIP package.

# SPECIFICATIONS (@ +25°C, $V_S = \pm 15V$ , $R \geq 2k\Omega$ unless otherwise noted)

Model	AD632A			AD632B			AD632S			AD632T			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>MULTIPLIER PERFORMANCE</b>													
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$			
Total Error <sup>1</sup> (-10V ≤ X, Y ≤ +10V)			±1.0			±0.5			±1.0			±0.5	%
$T_A$ = min to max		±1.5			±1.0			±2.0			±1.0		%
Total Error vs Temperature		±0.022			±0.015			±0.02			±0.01		%/°C
Scale Factor Error (SF = 10,000V Nominal) <sup>2</sup>		±0.25			±0.1			±0.25			±0.1		%
Temperature Coefficient of Scaling Voltage		±0.02			±0.01			±0.2			±0.005		%/°C
Supply Rejection ( $\pm 15V \pm 1V$ )		±0.01			±0.01			±0.01			±0.01		%
Nonlinearity, X (X = 20V pk-pk, Y = 10V)		±0.4			±0.2	±0.3		±0.4			±0.2	±0.3	%
Nonlinearity, Y (Y = 20V pk-pk, X = 10V)		±0.2			±0.1	±0.1		±0.2			±0.1	±0.1	%
Feedthrough <sup>3</sup> , X (Y Nulled, X = 20V pk-pk 50Hz)		±0.3			±0.15	±0.3		±0.3			±0.15	±0.3	%
Feedthrough <sup>3</sup> , Y (X Nulled, Y = 20V pk-pk 50Hz)		±0.01			±0.01	±0.1		±0.01			±0.01	±0.1	%
Output Offset Voltage		±5	±30		±2	±15		±5	±30		±2	±15	mV
Output Offset Voltage Drift		200			100			500			300		μV/°C
<b>DYNAMICS</b>													
Small Signal BW <sub>1</sub> ( $V_{OUT} = 0.1rms$ )		1			1			1			1		MHz
1% Amplitude Error ( $C_{LOAD} = 1000pF$ )		50			50			50			50		kHz
Slew Rate ( $V_{OUT}$ 20 pk-pk)		20			20			20			20		V/μs
Settling Time (to 1%, $\Delta V_{OUT} = 20V$ )		2			2			2			2		μs
<b>NOISE</b>													
Noise Spectral Density SF = 10V		0.8			0.8			0.8			0.8		μV/√Hz
SF = 3V <sup>4</sup>		0.4			0.4			0.4			0.4		μV/√Hz
Wideband Noise A = 10Hz to 5MHz		1.0			1.0			1.0			1.0		μV/rms
P = 10Hz to 10kHz		90			90			90			90		μV/rms
<b>OUTPUT</b>													
Output Voltage Swing		±11			±11			±11			±11		V
Output Impedance (f ≤ 1kHz)		0.1			0.1			0.1			0.1		Ω
Output Short Circuit Current ( $R_L = 0$ , $T_A$ = min to max)		30			30			30			30		mA
Amplifier Open Loop Gain (f = 50Hz)		70			70			70			70		dB
<b>INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)<sup>1</sup></b>													
Signal Voltage Range (Diff. or CM Operating Diff.)		±10			±10			±10			±10		V
Offset Voltage X, Y		±12			±12			±12			±12		V
Offset Voltage Drift X, Y		±5	±20		±2	±10		±5	±20		±2	±10	mV
Offset Voltage Z		100			50			100			50		μV/°C
Offset Voltage Drift Z		±5	±30		±2	±15		±5	±30		±2	±15	mV
CMRR		200			100			200			100		μV/°C
Bias Current	60	80		70	90		60	80		70	90		dB
Offset Current		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	μA
Differential Resistance		0.1			0.1			0.1			0.1		μA
		10			10			10			10		MΩ
<b>DIVIDER PERFORMANCE</b>													
Transfer Function ( $X_1 > X_2$ )	$10V \frac{(Z_1 - Z_2)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10V \frac{(Z_1 - Z_2)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10V \frac{(Z_1 - Z_2)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10V \frac{(Z_1 - Z_2)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			
Total Error <sup>1</sup> (X = 10V, -10V ≤ Z ≤ +10V)			±0.75			±0.35			±0.75			±0.35	%
(X = 1V, -1V ≤ Z ≤ +1V)			±2.0			±1.0			±2.0			±1.0	%
(0.1V ≤ X ≤ 10V, -10V ≤ Z ≤ 10V)			±2.5			±1.0			±2.5			±1.0	%
<b>SQUARER PERFORMANCE</b>													
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$			
Total Error (-10V ≤ X ≤ 10V)			±0.6			±0.3			±0.6			±0.3	%
<b>SQUARE-ROOTER PERFORMANCE</b>													
Transfer Function ( $Z_1 \leq Z_2$ )	$\sqrt{10V(Z_1 - Z_2)} + X_2$			$\sqrt{10V(Z_1 - Z_2)} + X_2$			$\sqrt{10V(Z_1 - Z_2)} + X_2$			$\sqrt{10V(Z_1 - Z_2)} + X_2$			
Total Error <sup>1</sup> (1V ≤ Z ≤ 10V)			±1.0			±0.5			±1.0			±0.5	%
<b>POWER SUPPLY SPECIFICATIONS</b>													
Supply Voltage		±15			±15			±15			±15		V
Rated Performance		±8	±18		±8	±18		±8	±22		±8	±22	V
Supply Current		4	6		4	6		4	6		4	6	mA
Quiescent													
<b>PACKAGE OPTIONS*</b>													
TO-100 (H-10A)	AD632AH			AD632BH			AD632SH			AD632TH			
TO-116 (D-14)	AD632AD			AD632BD			AD632SH			AD632TD			

## NOTES

- <sup>1</sup>Figures given are percent of full-scale, ±10V (i.e., 0.01% = 1mV).  
<sup>2</sup>May be reduced down to 3V using external resistor between  $-V_S$  and SF.  
<sup>3</sup>Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.  
<sup>4</sup>Using external resistor adjusted to give SF = 3V.  
<sup>5</sup>See functional block diagram for definition of sections.  
<sup>6</sup>See Section 16 for package outline information.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

## Typical Performance Curves (typical at +25°C with $\pm V_S = 15V$ )

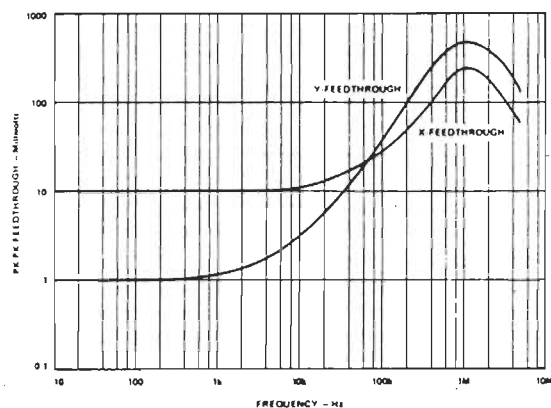


Figure 1. AC Feedthrough vs. Frequency

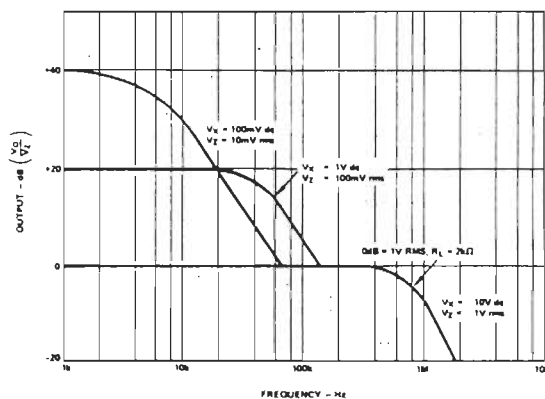


Figure 3. Frequency Response vs. Divider Denominator Input Voltage

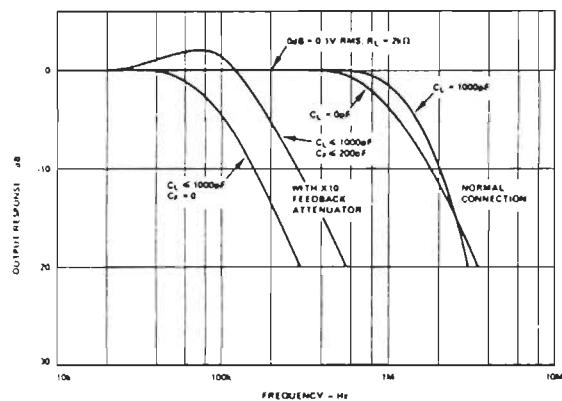
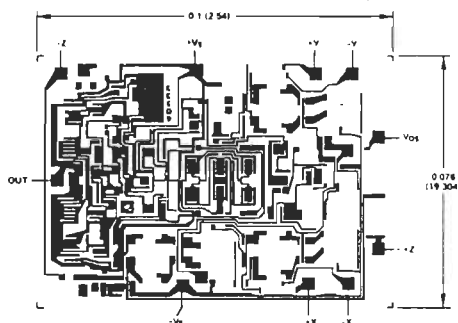


Figure 2. Frequency Response as a Multiplier

### CHIP DIMENSIONS & PAD LAYOUT



For further information, consult factory

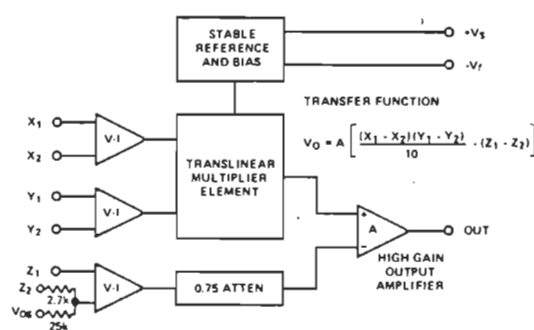


Figure 4. AD632 Functional Block Diagram

### OPERATION AS A MULTIPLIER

Figure 5 shows the basic connection for multiplication. Note that the circuit will meet all specifications without trimming.

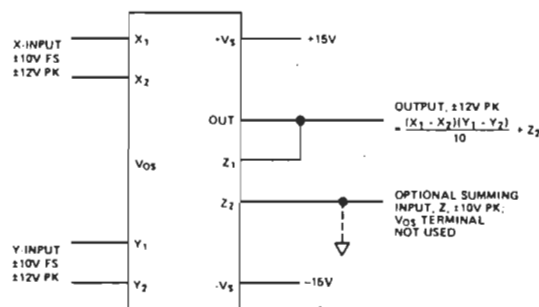


Figure 5. Basic Multiplier Connection

In some cases the user may wish to reduce ac feedthrough to a minimum (as in a suppressed carrier modulator) by applying an external trim voltage ( $\pm 30\text{mV}$  range required) to the X or Y input. Curve 1 shows the typical ac feedthrough with this adjustment mode. Note that the feedthrough of the Y input is a factor of 10 lower than that of the X input and should be used in applications where null suppression is critical.

The  $Z_2$  terminal of the AD632 may be used to sum an additional signal into the output. In this mode the output amplifier behaves as a voltage follower with a 1MHz small signal bandwidth and a  $20\text{V}/\mu\text{s}$  slew rate. This terminal should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise the differential inputs should be referenced to their respective signal common potentials to realize the full accuracy of the AD632.

A much lower scaling voltage can be achieved without any reduction of input signal range using a feedback attenuator as shown in Figure 6. In this example, the scale is such that  $V_{OUT} = XY$ , so that the circuit can exhibit a maximum gain of 10. This connection results in a reduction of bandwidth to about 80kHz without the peaking capacitor  $C_F$ . In addition, the output offset voltage is increased by a factor of 10 making external adjustments necessary in some applications.

Feedback attenuation also retains the capability for adding a signal to the output. Signals may be applied to the  $Z_1$  terminal where they are amplified by  $-10$  or to the common ground connection where they are amplified by  $-1$ . Input signals may also be applied to the lower end of the  $2.7\text{k}\Omega$  resistor, giving a gain of  $+9$ .

### 6-42 ANALOG MULTIPLIERS/DIVIDERS

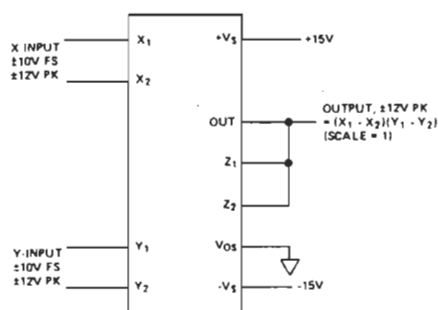


Figure 6. Connections for Scale-Factor of Unity

### OPERATION AS A DIVIDER

Figure 7 shows the connection required for division. Unlike earlier products, the AD632 provides differential operation on both numerator and denominator, allowing the ratio of two floating variables to be generated. Further flexibility results from access to a high impedance summing input to  $Y_1$ . As with all dividers based on the use of a multiplier in a feedback loop, the bandwidth is proportional to the denominator magnitude, as shown in Figure 3.

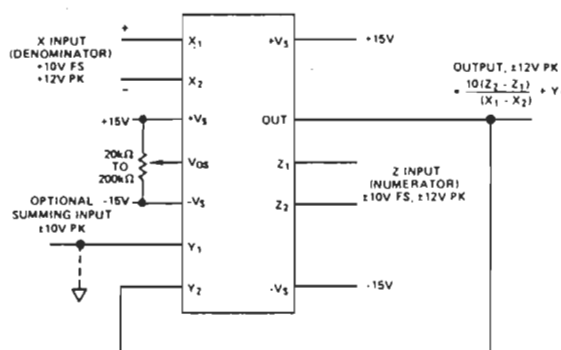


Figure 7. Basic Divider Connection

Without additional trimming, the accuracy of the AD632B is sufficient to maintain a 1% error over a 10V to 1V denominator range (The AD535 is functionally equivalent to the AD632 and has guaranteed performance in the divider and square-rooter configurations and is recommended for such applications).

This range may be extended to 100:1 by simply reducing the X offset with an externally generated trim voltage (range required is  $\pm 3.5\text{mV}$  max) applied to the unused X input. To trim, apply a ramp of  $+100\text{mV}$  to  $+V$  at 100Hz to both  $X_1$  and  $Z_1$  (if  $X_2$  is used for offset adjustment, otherwise reverse the signal polarity) and adjust the trim voltage to minimize the variation in the output.\*

Since the output will be near  $+10\text{V}$ , it should be ac-coupled for this adjustment. The increase in noise level and reduction in bandwidth preclude operation much beyond a ratio of 100 to 1.

\*See the AD535 Data Sheet for more details.

```

%*****%
%      Commande par mode de glissement      %
%      d'un onduleur de tension             %
%      en demi-pont                         %
%*****%

clear
l= input('entrer la valeur de l'inductance de charge L');
c= input('entrer la valeur du condensateur du point milieu C');
r= input('entrer la valeur de la resistance de charge R');
e= input('entrer la valeur de la tension d'alimentation E');
ir=input('entrer la valeur du courant de reference');
f=input('entrer la valeur de la frequence de reference');
h= input('entrer la valeur du pas d'integration');
f0=input('entrer la valeur de la freq. max de commutation');
v0=e/2;
i0=0;
i(1)=i0;
v(1)=v0;
p=0;
w=2*pi*f;
wmx=ir;
kv=-(2*c*p);
ki=-1;
kr=0;
kw=1;
di= ir/f0;
    for k=1:2000;
        % if k<=1000 ;
        % wmx=2;
        % else wmx=1;
        % end

%*****%
%      Logique de commutation      %
%*****%

ueq=1*(i*(kv/(2*c)-r/l)+v/l+kw*wmx*w*cos(w*h*k))/(e);
w1=wmx*sin(w*h*k);
s=kw*w1+ki*i+kv*v+kr*xr;
    if s>=0 + di;
        u=0;
    elseif s< 0 -di;
        u=1;
    end

%*****%
%      Integration par Runge-Kutta      %
%*****%

k11=(-r*i+v)/l-e*u/l;
k12=-i/(2*c);
k13=w1-i;
k21=(-(i+h*k11/2)*r+(v+k12*h/2))/l-e*u/l;
k22=-(i+h*k11/2)/(2*c);

```

```

k23=w1-(i+k12*h/2);
k31=(-(i+h*k21/2)*r+(v+k22*h/2))/(1-e*u/l;
k32=-(i+h*k21/2)/(2*c);
k33=w1-(i+k22*h/2);
k41=(-(i+h*k31)*r+(v+k32*h))/(1-e*u/l;
k42=-(i+h*k31)/(2*c);
k43=w1-(i+k32*h);
i=i+(k11+2*k21+2*k31+k41)*h/6;
v=v+(k12+2*k22+2*k32+k42)*h/6;
xr=xr+(k13+2*k23+2*k33+k43)*h/6;

%*****%
%      Resultats      %
%*****%

V1(k)=v;
I1(k)=i ;
U1(k)=u;
R(k)=w1;
Xr(k)=xr;
T(k)=k*h;
k=k+1;
end

%*****%
%      FFT      %
%*****%

X=ifft(I1);
N=length(X);
f=20000*(0:N-1)/N;

plot(I1,V1);xlabel('i[A] ');ylabel('v[V]');
meta iv2
pause
plot(T,I1);xlabel('t[s]'); ylabel('i[A]');
meta i2
pause
plot(T,V1);xlabel('t[s]'); ylabel('v[V]');
meta v2
pause
axis([0 0.05 -.5 1.5]);
plot(T,U1);xlabel('t[s]'); ylabel('u');
meta u5
pause
axis
plot(T,-R);hold ; plot(T,I1); xlabel('t[s]');
ylabel('iref, i,[A]');
meta r2

pause
hold
axis([0 2000 0 1]);
plot(f,abs(X));xlabel('f[Hz]'); ylabel('amplitude de i');
meta f2
pause
axis
end

```

```

%*****%
%  Commande par approche geometrique  %
%  d'un onduleur monophasé en demi pont  %
%*****%

clear
l= input (' entrer la valeur de l'inductance de charge L');
c= input (' entrer la valeur du condensateur du point milieu C');
r= input (' entrer la valeur de la resistance de charge R');
e= input (' entrer la valeur de la tension d'alimentation E');
h= input (' entrer la valeur du pas d'integration');
f= input (' entrer la valeur de la frequence de reference);
ir=input (' entrer la valeur du courant de reference');
f0=input (' entrer la valeur maximale de la freq de commut');
v0= e/2;
i0=0;
v(1)=v0;
i(1)=i0;
w=2*pi*f;
a=1/ir^2;
vf= ir/2*c*w;
b=1/vf^2;
vr=1;
n=1;
di=ir/f0;

for k=1:2000;
    %  if k<1000;
    %      r=1;
    %      else r=2.5;
    %  end

v1=((v-v0)^2)*b^2+(i^2)*a;

%*****%
%          LOGIQUE DE COMMUTATION          %
%*****%
if v1<vr;
    if i<=-di;
        u=1;
    elseif i> i+di ;
        u=0;
    end
else
    if i<-di;
        u=0;
    elseif i>= i+di;
        u=1;
    end
end
end

```



```

%*****%
%      INTEGRATION PAR RUNGE-KUTTA      %
%*****%

k11=(-r*i+v)/1-e*u/l;
k12=-l/(2*c);
k21=(-(i+h*k11/2)*r+(v+k12*h/2))/1-e*u/l;
k22=-(l+h*k11/2)/(2*c);
k31=(-(i+h*k21/2)*r+(v+k22*h/2))/1-e*u/l;
k32=-(l+h*k21/2)/(2*c);
k41=(-(i+h*k31)*r+(v+k32*h))/1-e*u/l;
k42=-(l+h*k31)/(2*c);
i=i+(k11+2*k21+2*k31+k41)*h/6;
v=v+(k12+2*k22+2*k32+k42)*h/6;
vc=r*i+l*(k11+2*k21+2*k32+k42)*h/6;
t=k*h;
    % if k==10*n;
V(n)=v;
I(n)=i;
U(n)=u;
V1(n)=v1;
Vc(n)=vc;
T(k)=t;
n=n+1 ;
    end
k=k+1;
    end

%*****%
%      FFT      %
%*****%

X=ifft(I);
N=length(X);
f=20000*(0:N-1)/N;
Y=abs(X)

%*****%
%      RESULTATS      %
%*****%

axis ([-3 3 -20 50]);
plot(I,V);xlabel('i[A]'); ylabel('v[V]');
axis
pause
plot(T,I);xlabel('t[s]'); ylabel('i[A]');
%meta i
pause
plot(T,V);xlabel('t[s]'); ylabel('v[V]');
%meta v
pause
axis([0 0.06 -.5 1.6]);
plot(T,U);xlabel('t[s]'); ylabel('v[V]');
%meta u
pause
axis
plot(T,Vc);grid;pause
axis([0 2000 0 1]);
plot(f,abs(X));xlabel('f[Hz]'); ylabel('amplitude de i') ;
%meta f
pause
axis

```